



Conception de machines à aimants permanents à haute densité de couple pour les éoliennes de forte puissance

Stephane Mouty

► To cite this version:

Stephane Mouty. Conception de machines à aimants permanents à haute densité de couple pour les éoliennes de forte puissance. Energie électrique. Université de Franche-Comté, 2013. Français. NNT : 2013BESA2034 . tel-01176297

HAL Id: tel-01176297

<https://theses.hal.science/tel-01176297>

Submitted on 15 Jul 2015

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

SPIM

Thèse de Doctorat



école doctorale **sciences pour l'ingénieur et microtechniques**
UNIVERSITÉ DE FRANCHE-COMTÉ

Présentée à
L'UNIVERSITÉ DE FRANCHE-COMTÉ

École doctorale : SCIENCES POUR L'INGÉNIEUR ET MICROTECHNIQUES

par

Stéphane MOUTY

Ingénieur de l'École Nationale Supérieure d'Électricité et de Mécanique de Nancy

Pour obtenir le grade de Docteur
Spécialité : Génie Électrique

Conception de machines à aimants permanents à haute densité de couple pour les éoliennes de forte puissance

Soutenue le 30 Mai 2013

Membres du jury:

- Rapporteurs:** M. Bernard MULTON, Professeur, École Normale Supérieure de Cachan, Laboratoire SATIE
Mme. Juliette SOULARD, Associate Professor, KTH Royal Institute of Technology
- Examineurs:** M. Brayima DAKYO, Professeur, Université du Havre, Laboratoire GREAH
M. Daniel DEPERNET, Maître de Conférences, UTBM, Institut FEMTO-ST
M. Lionel DURANTAY, Docteur Ingénieur, Directeur R&D, GE Power Conversion
M. Christophe ESPANET, Professeur, Université de Franche-Comté
M. Frédéric GUSTIN, Maître de Conférences, Université de Franche-Comté, Institut FEMTO-ST
M. Noureddine TAKORABET, Professeur, Université de Lorraine, Laboratoire GREEN
- Invités:** M. Alain BERTHON, Professeur, Université de Franche-Comté, Institut FEMTO-ST
M. Abdollah MIRZAÏAN, Docteur Ingénieur, Lead Power System Engineer, General Electric

Résumé

Les directives européennes visant à produire 20% de l'énergie à base de sources renouvelables imposent aux gouvernements d'investir dans de nouveaux moyens de production. Un bilan du marché de l'énergie sera réalisé et permettra de montrer la part des énergies renouvelables dans la consommation d'énergie. Après les moyens de conversion de l'énergie hydraulique, les éoliennes sont les systèmes, utilisant une source renouvelable, les plus rencontrées. Les objectifs fixés ont conduit à s'intéresser à l'installation d'éoliennes en mer. Les contraintes spécifiques rencontrées ont poussé les acteurs du marché à développer de nouveaux systèmes et donc des alternateurs adaptés : utilisation des aimants permanents et de l'attaque directe.

La modélisation des machines à aimants permanents est décrite. Une topologie classique est d'abord présentée. D'autres solutions seront ensuite étudiées dans le but d'augmenter les densités de couple. L'une d'elles est la machine à bobinage à pas fractionnaire qui permet d'éviter les enchevêtrements des têtes de bobines. D'autre part, l'utilisation de systèmes polyphasés, permettant d'augmenter la disponibilité des systèmes en autorisant des fonctionnements en modes dégradés, est un moyen intéressant afin d'être en présence de systèmes plus fiables. La démarche, qui a permis d'effectuer le choix du dimensionnement de la génératrice pour répondre au mieux à l'appel d'offre d'un client, est présentée ainsi que les résultats des essais réalisés sur les prototypes. Au final, l'éolienne qui est équipée de cet alternateur a une puissance massique qui est au moins 15% plus importante que les solutions disponibles en 2013 sur le marché.

Summary

Given the European guidelines, which consist into producing 20% of the energy from renewable sources, the governments are obliged to invest in new types of production systems. An energy market survey will show the part of renewable energy in the energy consumption. After the hydroelectric systems, the wind turbines are the most common systems using renewable sources. The current objectives have led to consider the installation of offshore wind turbine. The specific limitations led the market players to develop new systems with adapted generators: direct drive permanent magnet generator.

Model of the permanent magnet machines is described. First a conventional machine topology is presented, then other solutions will be studied with the objective of increasing the torque density. One of them is the concentrated winding machines where the end winding overlapping is avoided. On the other hand, use multiphase system becomes very interesting in order to increase system reliability and work in fault tolerant modes. The strategy that was adopted for the design of the generator to fit the best the specification is also discussed as well as the results of the tests. At the end, the wind turbine equipped with this alternator, has a power density at least 15% higher than the 2013's available solutions.

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire se sont déroulés au sein de l'institut Femto-ST rattaché à l'université de Franche Comté (UFC). Ils s'inscrivent dans le cadre d'une convention CIFRE entre L'UFC et Converteam France devenu General Electric en 2011.

Au terme de ce travail, je tiens à remercier :

Monsieur **Brayima Dakyo**, Professeur des Universités à l'Université du Havre, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

Madame **Juliette Soulard**, Professeur associé à l'institut royal de technologie KTH de Stockholm, pour l'intérêt qu'il porte à nos travaux en participant à ce jury en tant que rapporteur.

Monsieur **Bernard Multon**, Professeur des Universités à l'ENS Cachan, pour avoir accepté d'être rapporteur et pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail.

Monsieur **Noureddine Takorabet**, Professeur des Universités à l'université de Lorraine, pour avoir accepté d'être membre du jury, mais également pour les connaissances qu'il m'a permis d'acquérir au cours de ma formation d'ingénieur.

Monsieur **Christophe Espanet**, Professeur à l'UFC, pour avoir été mon directeur de thèse et pour l'aide qu'il m'a apporté. Malgré un emploi du temps assez chargé, il a toujours pris le temps de répondre à mes questions.

Monsieur **Alain Berthon**, Professeur à l'UFC, mon co-directeur de thèse, pour les relectures qu'il a effectué, pour avoir suivi les travaux jusque la fin de ces travaux malgré son départ en retraite.

Monsieur **Frédéric Gustin**, Maître de conférences à l'UFC, mon second co-directeur de thèse, pour son aide et ses conseils durant les travaux.

Monsieur **Daniel Depernet**, Maître de conférences à l'UTBM, pour avoir suivi de manière continue les travaux que j'ai effectués alors que rien ne l'y obligeait. Malgré le peu de connaissances en machine électrique, il a toujours eu des questions pertinentes qui m'ont conduit généralement à voir les choses d'un aspect plus général.

Monsieur **Lionel Durantay**, GE Power Conversion Champigneulle, pour m'avoir permis de développer des machines aux caractéristiques exceptionnelles. Dès mon arrivée sur le site de production de Champigneulle j'ai pu bénéficier de son support et de sa confiance afin d'être rapidement opérationnel.

Monsieur **Abdollah Mirzaïan**, GE Power Conversion Belfort, pour son soutien et son aide tout au long de ces années, il a été la personne qui m'a le plus appris au niveau technique, qui m'a permis de trouver ma place dans l'entreprise et de comprendre son fonctionnement.

Monsieur **Loïc Leclerc**, ancien responsable du service R&D de Belfort (électronique de puissance), pour avoir accepté d'accueillir dans son équipe une personne dont le souhait était de travailler sur les machines électriques et qui m'a proposé ce sujet de thèse.

Je remercie mes collègues de travail, aussi bien à Belfort où j'ai passé les deux premières années qu'à Champigneulle où j'ai poursuivi mes travaux. L'ambiance qui règne au sein de ces services R&D est telle que travailler devient un plaisir et les pauses, où les discussions sur des sujets totalement différents de nos travaux, permettent des coupures indispensables pour ne pas perdre la raison. La liste exhaustive risquerait d'être longue, donc je me limiterai à quelques personnes.

Je remercie les membres de l'équipe « wind » et tout particulièrement : **Grégory Janiec** (chef de projet) qui malgré les difficultés rencontrées ne perdait pas sa bonne humeur ; **Christophe Gazin** (responsable technique) pour nous avoir supporté moi et mes idées et **Jonathan Kannengiesser** (concepteur mécanique) pour avoir réalisé une roue de vélo qui tient à peu près la route et qui permet aux parties actives de convertir l'énergie du vent en électricité.

Je tiens également à remercier **Régis Peron** et **Julien Sauter** qui ont réalisé le contrôle nécessaire à l'alimentation de la machine et avec qui (entre autres) nous avons réalisés les tests des premiers générateurs.

Je remercie mes collègues avec qui je partage une marguerite : **Thibaut Mauffrey**, qui a facilité mon intégration à mon arrivée à Nancy, et également **Marc Dietrich** et **Nicolas Velly** pour leur contribution à la bonne ambiance dans laquelle nous évoluons.

Je remercie également **Christophe Glé**, **Pascal Guyomar**, **Christian Robbe**, **Olivier Rudloff**, **Jérôme Delanoe**, **Mathieu Morati** pour ne pas m'avoir laissé me déshydrater pendant les chaudes soirées Belfortaine.

Mille excuses à ceux que j'ai oubliés !

Table des matières :

Liste des figures :	7
Listes des tables :	12
Introduction	14
Chapitre 1 : Les machines à aimants : solution pour la conversion de l'énergie éolienne	17
1. Marché et enjeux	17
1.1. Les énergies renouvelables	17
1.2. L'éolien	20
1.3. L'offshore	21
1.4. La France et l'éolien	24
1.5. Enjeux	25
2. Différentes topologies rencontrées pour les chaînes de conversion de l'énergie éolienne	27
2.1. Principes et puissance de la turbine	27
2.2. Technologie à partir des machines asynchrones	31
2.3. Technologie à partir des machines synchrones	36
3. L'attaque directe	40
4. Les machines à aimants	41
4.1. Direction du flux	41
4.2. Forme de la FEM	43
4.3. Les aimants enterrés	45
5. Conclusion	48
Chapitre 2 : Dimensionnements des machines à aimants	49
1. Modélisation	49
1.1. Première règle de dimensionnement pour estimer la longueur et le diamètre	49
1.2. L'entrefer	51
1.3. La polarité	52
1.4. Les aimants permanents	53
1.5. Induction dans l'entrefer	56
1.6. Dimensionnement du stator	60
1.7. Dédution des paramètres du schéma équivalent	64
2. Performance	67
2.1. Bilan de puissance	67
2.2. Couple	72
3. Alimentation	76
3.1. Les convertisseurs statiques	77
3.2. Contrôle des machines à aimants permanents	78
4. Modes de défaillance	80
4.1. Chaîne de conversion de la puissance	80
4.2. Défauts dans la chaîne de conversion	82
4.3. Court-circuits	83
5. Optimisation	88
5.1. Objectifs	88
5.2. Optimisation de la masse et du coût	88
5.3. Optimisation du rendement	90
6. Conclusion	91
Chapitre 3 : Les machines à plots	92
1. Principe	92
1.1. Historique	92
1.2. Modélisation	94
1.3. Mise en œuvre	95
2. Les différents motifs	97
2.1. Coefficients de bobinage	101
2.2. Influence sur le « cogging torque »	103
3. Avantages et inconvénients	105
3.1. Avantages	105
3.2. La maintenance	107
3.3. Canaux de refroidissement	107
3.4. Inconvénients	108

3.5.	Maintien de l'entrefer	109
4.	Machine polyphasée.....	110
4.1.	Différents cas	110
4.2.	Adaptation des modèles	111
4.3.	Stratégie de contrôle.....	113
5.	Modes dégradés	115
5.1.	Objectifs et stratégies	115
5.2.	Défauts d'alimentation	115
5.3.	Fonctionnements en mode dégradé	116
5.4.	Démagnétisation des aimants	120
6.	Conclusion	123
Chapitre 4 : Optimisation de l'alimentation des machines		124
1.	Principe de la commutation électronique	124
1.1.	La machine à courant continu	124
1.2.	La commutation électronique remplace le contact Balai/Collecteur	127
1.3.	Contraintes des commutations : les ondulations de couple	128
2.	Machine sans balais à FEMs trapézoïdales (Brushless DC)	130
2.1.	Principe	130
2.2.	Modélisation.....	131
2.3.	Alimentation.....	131
2.4.	Contrôle.....	133
3.	Alimentations optimisées.....	136
3.1.	Augmentation du nombre de phases.....	137
3.2.	Adaptation de la forme d'ondes des courants.....	139
4.	Conceptions innovantes	144
4.1.	Commutation électronique et alimentation par créneaux de courants de 180°	144
4.2.	Solution sans têtes de bobines	145
4.3.	Intégration de l'électronique de puissance	148
5.	Conclusion	153
Chapitre 5 : Réalisation des prototypes et validation à partir d'essais		154
1.	Solution retenue	154
1.1.	Stator à plots motif 9/8	154
1.2.	Caractéristiques principales.....	155
2.	Contraintes technologiques	159
2.1.	Efforts au niveau des entrefers	159
2.2.	Insertion des aimants.....	161
2.3.	Court-circuits.....	162
3.	Essais	165
3.1.	Essais à vide	165
3.2.	Essai en court-circuit.....	167
3.3.	Essai déwatté.....	169
3.4.	Essai en opposition (« back to back » en anglais)	170
4.	Confrontations des résultats	174
4.1.	Inductances.....	174
4.2.	Performances à vide	176
4.3.	Essai d'échauffements.....	178
4.4.	Performances en charge	180
5.	Conclusion	187
Conclusion		188
Notations		190
Annexes		198
1.	Aérodynamisme des pales	198
2.	Machine asynchrone : Modèle analytique et commande.....	200
3.	Fiabilité des systèmes éoliens	203
4.	Script utilisé pour les calculs d'optimisation	205
Bibliographie		206

Liste des figures :

Chapitre 1

Figure 1.1 Evolution des sources d'énergie utilisées pour la production d'électricité (à gauche), détail pour les énergies renouvelables (à droite) [Edf12]	19
Figure 1.2 Pelamis 750kW [Pel12] (à gauche) et wave dragon de 4 à 11MW [Wav12] (à droite).....	19
Figure 1.3 Architectures de parc offshore [Mon10a]	23
Figure 1.4 Détail du convertisseur DC/DC	23
Figure 1.5 Les parcs « offshore » en Europe fin2010 [Ene10].....	24
Figure 1.6 Carte des vents et répartition des puissances installées en France en juin 2011 [Ene10]	24
Figure 1.7 Sites offshore premier appel d'offre [Obs11]	25
Figure 1.8 Description des systèmes de conversion de l'énergie éolienne.....	27
Figure 1.9 Surface équivalente des pales pour le calcul de la puissance.....	28
Figure 1.10 Les concepts d'hydroliennes « open hydro » [Ope12] (à gauche) et « Seagen » [Sea12] (à droite)..	28
Figure 1.11 Les coefficients de puissance pour différentes technologies [Ene12].....	29
Figure 1.12 Eoliennes à axe vertical, technologies rencontrées sur les toits [Env12]	29
Figure 1.13 Vitesses et angles propres à la pale de l'éolienne	30
Figure 1.14 Comparaison des caractéristiques de puissances pour les différents systèmes d'inclinaison des pales (extrait de [Che09]).....	30
Figure 1.15 Courbe de puissance récupérée en fonction de la vitesse de vent	30
Figure 1.16 Caractéristique de la puissance en fonction de la vitesse de la génératrice (régulation stall en rouge, régulation pitch en bleu).....	31
Figure 1.17 Rotors à cage d'écureuil	32
Figure 1.18 Rotor à bagues	32
Figure 1.19 Zones de fonctionnements d'une machine asynchrone.....	32
Figure 1.20 Principe du multiplicateur de vitesse	33
Figure 1.21 Topologie machine asynchrone à vitesse fixe directement couplée au réseau.....	33
Figure 1.22 Topologie machine asynchrone à vitesse variable connectée au réseau par convertisseur	34
Figure 1.23 Topologie machine asynchrone avec rotor à bagues à vitesse variable	34
Figure 1.24 Topologie machine asynchrone avec rotor à bagues double alimentée (MADA).....	34
Figure 1.25 Transfert de puissance dans le cas des MADA.....	35
Figure 1.26 Evolution des puissances : puissance mécanique (P_m), puissance au rotor (P_r) et au stator (P_s) en fonction du glissement pour une MADA [Fle10].....	35
Figure 1.27 Gradateur de glissement rotorique (à gauche) courbe de couple (à droite).....	35
Figure 1.28 Topologie à rotor bobiné (à gauche) et photo génératrice éolienne Enercon (à droite)	36
Figure 1.29 Parties tournantes permettant d'alimenter en courant continu les enroulements rotoriques	37
Figure 1.30 Topologie à aimants permanents à attaque directe (à gauche) et photo d'un stator (à droite)	37
Figure 1.31 Topologie hybride (à gauche) et photo génératrice Areva Multibrid M5000 (à droite).....	37
Figure 1.32 Rendements sur la plage de vitesse en fonction de la technologie [Mat11].....	38
Figure 1.33 Comparaison de l'énergie annuellement perdue/produite en fonction de la technologie (extrait de [Ban08])	38
Figure 1.34 Machine à flux radial (à gauche) et à flux axial double stators (à droite)[Mul11].....	41
Figure 1.35 Schéma d'une machine à flux transverse [Dub04]	42
Figure 1.36 Influence de la géométrie sur la FEM [Jah96]	43
Figure 1.37 Forme d'ondes dans le cas idéal (rectangulaire)	44
Figure 1.38 Comparaison des formes d'ondes en présence de FEMs sinusoïdales (à gauche) et trapézoïdales (à droite).....	44
Figure 1.39 Impact du nombre de phases si l'on conserve les pertes équivalentes.....	45
Figure 1.40 Les différentes structures de moteurs synchrones à flux radial [Lat06].....	46
Figure 1.41 Schéma de la machine à commutation de flux (à gauche) et de la machine à double saillance (à droite) [Hua05].....	47
Figure 1.42 Comparaison : Machine à aimants en surface (SPM) et machine à commutation de flux (FSPM) [Zha07].....	47

Chapitre 2 :

Figure 2.1 Synopsis du couple dans le cas d'une machine 2 pôles	49
Figure 2.2 Schéma d'un système de refroidissement utilisant un moto ventilateur et un échangeur eau/air	51
Figure 2.3 Evolution des paramètres masse, coût et rendement en fonction de la polarité	52

Figure 2.4 Courbes d'hystérésis : matériau ferromagnétique doux (rouge) et dur (noir).....	53
Figure 2.5 Caractéristiques B(H) et M(H) « fournisseur » d'un aimant permanent de type NdFeB (TDK neorec 47B).....	55
Figure 2.6 Comparaison des caractéristiques B(H) des différentes nuances d'aimant [Mul09].....	55
Figure 2.7 Modèle simplifié d'une tranche de la machine	57
Figure 2.8 Modèle simplifié de la machine.....	58
Figure 2.9 Forme de l'induction produite par une aimantation radiale	58
Figure 2.10 Bobinage à pas raccourci de 5/6 [D3420]	61
Figure 2.11 Bobines de type « diamond coil » (en haut) et « hairpin coil »[Coi11][Eri12] (en bas)	63
Figure 2.12 Encoche rectangulaire.....	65
Figure 2.13 Schéma des têtes de bobines	66
Figure 2.14 Modèle équivalent monophasé d'une machine à aimants permanents.....	66
Figure 2.15 Diagramme des puissances: mode moteur (à gauche), mode générateur (à droite)	67
Figure 2.16 Pertes pour tôle M400-50A pour différentes inductions et différentes fréquences	68
Figure 2.17 Modèle d'un bloc d'aimant.....	69
Figure 2.18 Forme de l'induction en fonction de l'épaisseur d'aimant.....	70
Figure 2.19 Exemple de collage de plusieurs blocs d'aimants identiques pour l'obtention d'un pôle.....	71
Figure 2.20 Modèle de la machine utilisée sous FLUX et modèles des circuits utilisés pour la détermination des pertes par courant induits dans les différentes parties de la machine.	71
Figure 2.21 Caractéristique du flux en fonction du courant pour une position donnée.....	72
Figure 2.22 Diagramme de Fresnel.....	73
Figure 2.23 Evolution du couple de détente en fonction de la géométrie	74
Figure 2.24 Localisation des cales magnétiques	74
Figure 2.25 Schéma d'une installation avec variateur de fréquence	76
Figure 2.26 Armoires permettant l'alimentation d'une machine électrique.....	76
Figure 2.27 Description d'un bras de convertisseurs 2 niveaux [Gue10].....	77
Figure 2.28 Bras de convertisseurs 3 niveaux de type NPC (à gauche) et NPP (à droite) [Gue10].....	78
Figure 2.29 Principe des comparateurs à MLI (en haut) et par hystérésis (en bas).....	79
Figure 2.30 Les différentes stratégies de MLI, extrait de [Cap02].....	79
Figure 2.31 Détail de l'IGBT press-pack [Gue10].....	81
Figure 2.32 Modèle équivalent de la phase en défaut	83
Figure 2.33 Modèle équivalent de la machine au moment du court-circuit biphasé	84
Figure 2.34 Modèle équivalent de la machine au moment du court-circuit triphasé.....	84
Figure 2.35 Forme du courant et de ses différentes composantes après le court-circuit	86
Figure 2.36 Evolution de la masse en fonction de l'épaisseur d'aimant.	89
Figure 2.37 Cours des terres rares (Nd en rouge et Dy en bleu) utilisées pour les aimants NdFeB en\$/kg	89
Figure 2.38 Evolution du rendement en fonction de la puissance pour une répartition des pertes différentes.....	90

Chapitre 3 :

Figure 3.1 Topologies de machine à bobinages concentriques [Ols05]	92
Figure 3.2 Rotor de machine à pôles saillants (à gauche) et pôles rotor (à droite).....	93
Figure 3.3 Photo et illustration d'un plot	96
Figure 3.4 Photo et illustration de l'assemblage des plots dans la carcasse	96
Figure 3.5 Répartition du bobinage dans le cas d'un motif : 9 encoches/8pôles.....	98
Figure 3.6 Répartition du bobinage dans le cas d'un motif : 9 encoches/10pôles.....	99
Figure 3.7 Répartition du bobinage à 2 bobines par encoche dans le cas d'un motif : 6 encoches/4pôles	100
Figure 3.8 Répartition du bobinage à 2 bobines par encoche dans le cas d'un motif : 6 encoches/2pôles	100
Figure 3.9 Répartition du bobinage à 1 bobine par encoche dans le cas d'un motif : 6 encoches/4pôles	100
Figure 3.10 Répartition du bobinage à 1 bobine par encoche dans le cas d'un motif : 6 encoches/2pôles	100
Figure 3.11 Induction dans l'entrefer en présence des courants stators seuls (aimants non aimantés)	101
Figure 3.12 Analyse spectrale de l'induction dans l'entrefer	101
Figure 3.13 Coefficients de bobinages obtenus pour les différents rangs pour le motif 9 encoches/8 pôles (à gauche) et le motif 6encoches/4 pôles (à droite).....	102
Figure 3.14 Coefficients de bobinages pour les différentes configurations	102
Figure 3.15 Nombre de pulsations par période électrique du couple de détente	103
Figure 3.16 Coffrages utilisés pour la polymérisation des plots	105
Figure 3.17 Comparaison bobine conventionnelle à une encoche par pôle et par phase (à gauche) et bobinage à pas fractionnaire (à droite)	106
Figure 3.18 FEMs et analyse spectrale d'une machine à 15 encoches/14 pôles	106

Figure 3.19 Opération de remplacement d'un élément statorique.....	107
Figure 3.20 Localisation des canaux de refroidissement.....	108
Figure 3.21 Description des événements	108
Figure 3.22 Coefficient de bobinage dans le cas de machines polyphasées.....	110
Figure 3.23 Comparaison des coefficients de bobinages en fonction du nombre de phases	111
Figure 3.24 Connexions entre enroulements permettant de « contourner » l'un d'entre eux.....	117
Figure 3.25 Modèle simplifié d'un système triphasé utilisé pour modéliser l'ensemble machine convertisseur	117
Figure 3.26 Courants quand toutes les phases sont alimentées	118
Figure 3.27 Courants quand l'une des phases n'est plus alimentée	118
Figure 3.28 Courants quand uniquement 2 étoiles sont alimentées.....	118
Figure 3.29 Comparaison des couples pour les différents modes de fonctionnement.....	119
Figure 3.30 Formes des courants estimés quand une phase n'est pas alimentée pour un fonctionnement sur 8 phases avec tous les neutres connectés.....	119
Figure 3.31 Variation de l'aimantation en fonction du champ magnétique pour une température donnée	120
Figure 3.32 Impact de la température sur la démagnétisation d'un volume d'aimant.....	121
Figure 3.33 Champ magnétique aux moments les plus contraignants pour différentes parties des aimants	121
Figure 3.34 Etat des aimants après la démagnétisation	121
Figure 3.35 Impact de la démagnétisation sur les FEMs.....	122
Figure 3.36 Comparaison des couples obtenus	122
Figure 3.37 Formes des courants obtenues avec simulation du contrôle	122

Chapitre 4 :

Figure 4.1 Schéma de l'inducteur et des lignes de champs, avec électroaimants (à gauche) et aimants (à droite)	125
Figure 4.2 Schéma de l'induit et des lignes de champs.....	125
Figure 4.3 Bobinage et alimentation de l'induit.....	125
Figure 4.4 Influence du pôle d'aide à la commutation sur le courant dans l'enroulement d'induit	126
Figure 4.5 Impact de la réaction d'induit sur les lignes de champ, avec pôles de compensation de réaction d'induit (à gauche), sans (à droite).....	126
Figure 4.6 Photos d'une machine à courant continu (insertion de l'induit)	127
Figure 4.7 Alimentations indépendantes des machines à courant continu	127
Figure 4.8 Bobinage du stator d'une machine 2 pôles à commutation électronique	128
Figure 4.9 Description de la commutation	128
Figure 4.10 Séquences de fonctionnement et formes d'ondes de la BLDC	130
Figure 4.11 Alimentation source de courant et thyristors	131
Figure 4.12 Impact de l'angle d'amorçage des thyristors sur le couple en présence de FEMs sinusoïdales et de créneaux de courants de 120°	132
Figure 4.13 Alimentation en tension et utilisation de transistors	132
Figure 4.14 Formes d'ondes des courants et du couple avec un temps de commutation long	133
Figure 4.15 Schéma du positionnement des capteurs à effet Hall.....	133
Figure 4.16 Formes d'onde des FEMs	134
Figure 4.17 Courants en conservant la même valeur efficace (1 pu)	134
Figure 4.18 Comparaison des couples en fonction de l'alimentation.....	135
Figure 4.19 FEM (éléments finis) et FFT lorsque l'épanouissement des aimants est égal au pas polaire	136
Figure 4.20 Forme d'onde de FEM en créneaux	136
Figure 4.21 Amplitude des harmoniques en fonction de l'épanouissement de l'aimant.....	137
Figure 4.22 Formes du couple en fonctions des courants d'alimentation	137
Figure 4.23 Comparaison des FEMs (éléments finis): cas 7 phases et 3 phases	138
Figure 4.24 Comparaison des couples en fonction de l'alimentation pour la FEM de la Figure 4.23	138
Figure 4.25 Impact du nombre de phases sur les ondulations de couple quand la machine est alimentée par des créneaux de courant.....	139
Figure 4.26 FEMs de la machine utilisées pour l'étude	140
Figure 4.27 Évolution des ondulations de couple en fonction du nombre d'itérations	141
Figure 4.28 Evolution de la forme temporelle du couple.....	141
Figure 4.29 Évolution du courant dans les phases de la machine	141
Figure 4.30 Contenus harmoniques des courants après itération	142
Figure 4.31 Régulation de plusieurs système (d,q)	143
Figure 4.32 Machine à commutation électronique [Cra06].....	144
Figure 4.33 Alimentation indépendante des enroulements	145

Figure 4.34 Machine sans têtes de bobines	146
Figure 4.35 Modèle et alimentation d'une encoche de la machine	146
Figure 4.36 Insertion de machine électrique à électronique intégrée pour véhicule hybride [Mae05].....	149
Figure 4.37 Machine modulaire à électronique intégrée [Bro07].....	149
Figure 4.38 Schéma des éléments intégrés dans une même enceinte [The02]	150
Figure 4.39 Schéma des tôles utilisées [The02].....	150
Figure 4.40 Encombrement de la machine avant insertion de l'électronique [Sch04]	150
Figure 4.41 Schéma de l'onduleur qui alimente le moteur [Sch04]	151
Figure 4.42 Onduleur de la machine (à gauche) et insertion dans la carcasse (à droite) [Sch04]	151
Figure 4.43 Onduleur de la machine (à gauche) et insertion au centre du rotor (à droite) [Sch04]	151
Figure 4.44 « Active stator » pour une application éolienne (à gauche) et bloc avec électroniques de puissances (à droite) [Lod10].....	153

Chapitre 5 :

Figure 5.1 Système triple étoiles indépendantes	155
Figure 5.2 Système d'alimentation d'une étoile.....	157
Figure 5.3 Principe du contrôle de la machine.....	157
Figure 5.4 Pression magnétique sur toute la circonférence de la machine sans excentration	159
Figure 5.5 Effort normal vu par chaque pôle du motif à instant donné (Cas couple nominal).....	159
Figure 5.6 Effort tangentiel vu par chaque pôle du motif à un instant donné (En présence du couple nominal)	159
Figure 5.7 Evolution de l'UMP (Unbalance magnetic pull)	160
Figure 5.8 Lignes de champ dans un plot.....	161
Figure 5.9 Impact de la variation des écarts entre les plots sur l'effort normal.....	161
Figure 5.10 Impact de la variation des écarts entre les plots sur l'effort tangentiel	161
Figure 5.11 Modèle 3D utilisé pour le calcul	162
Figure 5.12 Effort d'attraction magnétique pendant l'insertion du rotor complet.....	162
Figure 5.13 Couple (à gauche) et courants (à droite) dans l'étoile en défaut en présence d'un court-circuit triphasé.....	163
Figure 5.14 Couple (à gauche) et courants (à droite) dans l'étoile en défaut en présence d'un court-circuit biphasé	163
Figure 5.15 Configurations pour réaliser les essais à vide : avec alimentation par des convertisseurs (à gauche) et avec utilisation d'une machine à courant continu (à droite), prototype testé (PMG).....	165
Figure 5.16 Pertes mécaniques de la machine à courant continu en fonction de la vitesse de rotation.....	167
Figure 5.17 Banc de test essai à vide avec machine à courant continu	167
Figure 5.18 Schéma de l'essai en court-circuit	167
Figure 5.19 Modèle monophasé équivalent de la génératrice à tester.....	167
Figure 5.20 Diagramme vectoriel pour l'essai déwatté.....	169
Figure 5.21 Induction dans les dents pour différents modes de fonctionnement	169
Figure 5.22 Schéma de l'installation pour les essais « back to back ».....	170
Figure 5.23 Modification de l'installation.....	170
Figure 5.24 Schéma de l'installation pour l'alimentation d'une étoile de la génératrice	171
Figure 5.25 Photos des machines pendant les essais « back to back ».....	172
Figure 5.26 Systèmes alimentant l'une des machines pendant les essais.....	172
Figure 5.27 FEM des machines 1 et 2, machines entraînées par une machine à courant continu	176
Figure 5.28 Pertes à vide des machines 1 et 2, entraînement avec machine à courant continu.....	176
Figure 5.29 Comparaison des pertes à vide en fonction des essais	177
Figure 5.30 Variation des pertes en fonction du courant magnétisant (exprimé en pourcentage du courant nominal)	177
Figure 5.31 Evolution des températures pendant l'essai avec le courant maximal	178
Figure 5.32 Formes d'ondes pendant l'essai : courants (à gauche), tensions dans une étoile (à droite)	178
Figure 5.33 Evolution de la température pendant l'essai en présence de 75% des pertes.....	179
Figure 5.34 Evolution de la FEM en fonction de la température des aimants et courbe d'interpolation	179
Figure 5.35 Photo de la nacelle avec la génératrice (1 ^{er} prototype) [Mer12a].....	180
Figure 5.36 Photo de l'éolienne Haliade 150 assemblée [Mer12b]	180
Figure 5.37 Puissance délivrée par les pales à la génératrice	181
Figure 5.38 Couple en fonction de la vitesse	181
Figure 5.39 Rendement de la génératrice déterminée à partir des essais	181
Figure 5.40 Comparaison des pertes à vide.....	182
Figure 5.41 Caractéristique du couple en fonction de la vitesse pour le fonctionnement sur une étoile.....	182

Figure 5.42 Comparaison des rendements pour la caractéristique à pleine puissance	182
Figure 5.43 Comparaison des rendements pour la caractéristique au tiers de la puissance.....	183
Figure 5.44 Evolution de la température dans les éléments du moteur pendant l'essai d'échauffement	183
Figure 5.45 Estimation analytique des températures.....	184
Figure 5.46 Rendement en estimant l'échauffement des aimants	185
Figure 5.47 Génératrice <i>Magnomatics</i> avec multiplicateur magnétique [Mat11]	185
Figure 5.48 Comparaison des densités de couple des génératrices éoliennes [Mat11]	186

Listes des tables :

Chapitre 1 :

Table 1.1 Bilans et Objectifs de la part d'énergie renouvelable dans l'UE [Ren11]	18
Table 1.2 Réserves mondiales en années des énergies fossiles [BP06] [BP11]	18
Table 1.3 Consommation mondiale d'énergie primaire en fonctions des différentes sources [BP11] [BP06]	19
Table 1.4 Evolution des puissances éoliennes installées dans les principaux pays entre 2008 et 2010 [Bar10][Bar11] [Bar12]	21
Table 1.5 Bilan éolien des pays membres [Ewe11]	22
Table 1.6 Détail des architectures de parcs [Mon10a]	23
Table 1.7 Puissances éoliennes « offshore » installées dans l'Union Européenne en MW [Bar10][Bar11]	23
Table 1.8 L'éolien en France fin 2011 [Fra12]	24
Table 1.9 Détails des sites retenus pour l'éolien en mer [Obs11]	25
Table 1.10 Comparaison des technologies de génératrice	38
Table 1.11 Liste des turbines éoliennes pour « l'offshore » (prototype fin 2012) [Vri11]	40
Table 1.12 Comparaison des performances des différentes topologies [Ban08]	42
Table 1.13 Expressions de la puissance en fonction des formes d'ondes	45
Table 1.14 Comparaison des performances	45

Chapitre 2 :

Table 2.1 Dimensions de 2 machines de puissance équivalente	50
Table 2.2 Les différents matériaux magnétiques	54
Table 2.3 Perméabilité relative des matériaux rencontrés dans les machines électriques	54
Table 2.4 Propriétés des différentes nuances	55
Table 2.5 Valeur des coefficients de bobinage quand Q tend vers l'infini	62
Table 2.6 Les classes d'échauffement dans les machines électriques	63
Table 2.7 Impact de la segmentation	71
Table 2.8 Probabilités des cas de court-circuits [Met05]	80
Table 2.9 Description des catégories de défauts	82
Table 2.10 Valeurs efficaces des courants de défaut en cas de court-circuit	86
Table 2.11 Coût des matériaux utilisés pour le calcul	89
Table 2.12 Comparaison de design pour une machine de 5MW à 125 tr/min ayant un rendement de 98%	89
Table 2.13 Optimisation du rendement	90

Chapitre 3 :

Table 3.1 Comparaison des solutions en fonction du nombre de bobines par encoche [ELR10]	93
Table 3.2 Comparaison des inductances de têtes de bobines	95
Table 3.3 Combinaisons entre le nombre d'encoches et le nombre de pôles	97
Table 3.4 Description des premières séquences de nombres	98
Table 3.5 Méthode appliquée au motif 9 encoches/8 pôles	98
Table 3.6 Méthode appliquée au motif 9 encoches/10 pôles	98
Table 3.7 Expression de V_{phase} pour les différents motifs	102
Table 3.8 Comparaison des procédés utilisés pour la réalisation de l'isolation	105
Table 3.9 Comparaison des dimensionnements pour une génératrice de 2.2 MW à 17 tr/min	106
Table 3.10 Impact du nombre de phases	110
Table 3.11 Répartition des rangs harmoniques pour chaque machine fictive	114

Chapitre 4 :

Table 4.1 Séquences et valeurs des capteurs	134
Table 4.2 Comparaison des couples obtenus	138
Table 4.3 Détail de la méthode proposée	140
Table 4.4 Comparaison des pertes en présence de compensation des ondulations de couple	142
Table 4.5 Comparaison des puissances des convertisseurs en fonction de l'alimentation	145
Table 4.6 Propriétés des matériaux	146
Table 4.7 Caractéristiques des machines comparées	147
Table 4.8 Comparaison des dimensionnements	147

Table 4.9 Paramètres des composants utilisés.....	147
Table 4.10 Comparaisons des convertisseurs.....	147
Table 4.11 Comparaison des solutions.....	152

Chapitre 5 :

Table 5.1 Principales caractéristiques de l'éolienne.....	154
Table 5.2 Configurations pouvant être rencontrées.....	155
Table 5.3 Dimensions des parties actives.....	155
Table 5.4 Caractéristiques globales de la génératrice	156
Table 5.5 Caractéristiques principales des convertisseurs utilisés	156
Table 5.6 Décomposition des pertes à vide de la machine.....	166
Table 5.7 Caractéristique de la machine à courant continu utilisée pour les essais à vide.....	166
Table 5.8 Paramètres utilisés pour le point de fonctionnement en court-circuit	168
Table 5.9 Estimation avec les éléments finis du point de fonctionnement en court-circuit	168
Table 5.10 Puissances rencontrées en présence de la puissance nominale sur l'arbre	171
Table 5.11 Point de fonctionnement pour l'essai d'échauffement tenant compte de la limitation de courant	171
Table 5.12 Grandeurs mesurées pendant l'essai back to back	172
Table 5.13 Essais réalisés sur chaque prototype	174
Table 5.14 Comparaison des inductances pour le stator seul	174
Table 5.15 Résultat essai de la spire exploratrice	175
Table 5.16 Bilan des mesures d'inductances avec rotor.....	175
Table 5.17 Valeurs des inductances après transformation de Concordia	175
Table 5.18 Bilan de l'essai d'échauffement quand le convertisseur délivre le courant maximal.....	178
Table 5.19 Bilan de l'essai d'échauffement avec 75% des pertes	179
Table 5.20 Comparaison du rendement avec une et trois étoiles	183
Table 5.21 Bilan de l'essai d'échauffement sur la machine en mode moteur	184

Introduction

Les machines électriques ont évolué au fil du temps : les premières machines utilisées pour des applications industrielles étaient des machines à courant continu. Souvent dénommées « dynamo », elles permettaient de convertir une énergie mécanique en électricité, cette même électricité avait alors l'avantage d'être plus facilement distribuée pour alimenter les différents postes de travail et pouvait alors être utilisée pour différentes tâches (éclairage, chauffage...). Les machines à courant continu sont des machines ayant des densités de couple très importantes puisque leur principe permet de conserver en permanence les flux induit et inducteur en quadrature. Néanmoins, leur réalisation n'est pas simple et certains inconvénients comme l'usure des balais ont poussé les gens à privilégier d'autres technologies.

L'électricité est devenue une source d'énergie intéressante car il est plus facile de la transporter que les autres formes. On parle d'ailleurs usuellement de vecteur énergétique. Le choix d'effectuer le transport en courant alternatif, pour faciliter également l'élévation en tension grâce aux transformateurs, a également été fait et a favorisé le développement des machines à courant alternatif. De plus, le fait que l'on pouvait se passer des balais pour ce type de machine a poussé les industriels à ne proposer les machines à courant continu que pour de rares applications et le plus souvent pour des systèmes de faible puissance (inférieure à 10kW). Les « alternateurs », termes utilisés pour les générateurs à courant alternatif se sont alors répandus et sont toujours utilisés de nos jours dans les centrales électriques. L'attrait porté à l'électricité a conduit à augmenter les puissances des systèmes, et pour limiter les pertes dues au transport, les tensions ont augmenté, d'où le recours aux transformateurs pour adapter les différents niveaux de tensions. On a défini différents réseaux (transport, distribution...) avec une fréquence fixe (50Hz en Europe, 60Hz en Amérique du nord). Cette contrainte conduit dans la majorité des cas à l'utilisation des machines synchrones pour la production. En revanche, la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique (moteur électrique) peut se faire à partir de systèmes asynchrones. D'ailleurs la plupart des moteurs rencontrés sont des moteurs asynchrones car plus intéressants au niveau du coût.

Les applications évoluant, des systèmes à vitesse variable sont devenus nécessaires. Les premiers systèmes ont imposé l'utilisation de moteurs synchrones alimentés par des convertisseurs de courant réalisés à partir de thyristors, le changement de fréquence imposant le passage par un étage continu.

Avec les innovations réalisées dans le domaine de l'électronique de puissance, de nouvelles solutions utilisant des transistors, les convertisseurs de tensions, ont vu le jour. Elles ont permis de limiter les taux de distorsion harmonique et d'utiliser les machines asynchrones en conservant de bons rendements. Bien sûr, des travaux importants pour assurer le contrôle de ces moteurs ont été nécessaires. A l'heure actuelle l'utilisation des convertisseurs de tension est limitée à des puissances d'une vingtaine de mégawatts, ce qui rend difficile leur utilisation pour les applications réseaux.

Aujourd'hui, la production d'électricité se diversifie, des dispositifs de faible puissance (<10MW) sont utilisés et il est nécessaire d'adapter la chaîne de conversion à l'application. Le recours à des convertisseurs de puissance étant de plus en plus privilégié parce qu'il permet d'être en présence de systèmes produisant plus d'énergie, il est possible d'adapter la technologie de la machine en fonction de l'application.

Les sources « fossiles » ont des réserves limitées, la consommation annuelle mondiale d'énergie ne cesse d'augmenter d'année en année et les centrales hydrauliques ne permettent, à l'heure actuelle, que de fournir 15% de l'électricité. Aussi, il est devenu nécessaire de diversifier les sources d'énergie et, des nouveaux dispositifs de production d'énergie doivent être développés en utilisant préférentiellement des énergies renouvelables.

Parmi les nouveaux dispositifs de production, on trouve les éoliennes qui permettent de récupérer l'énergie du vent pour produire de l'électricité. Les puissances annuellement installées ont une croissance exponentielle depuis une dizaine d'année, ce qui fait de cette source d'énergie renouvelable la plus exploitée après les centrales hydrauliques qui elles sont rencontrées depuis près d'un siècle.

Une éolienne pourrait directement être connectée au réseau. Les puissances produites étant inférieures à 5MW et les tensions inférieures à 5kV, il est nécessaire d'adapter la tension. Généralement un transformateur est utilisé pour élever la tension à la valeur utilisée pour le réseau de distribution (20kV en France). L'inconvénient est que ces réseaux ne sont pas adaptés pour accueillir des dispositifs de production (peu d'interconnexions, limitation en puissance, sensibilité aux variations de puissance...). D'autres architectures de type « parc éolien », permettent de rassembler l'énergie produite par un plus grand nombre d'éoliennes dans le but d'être connectées à des réseaux mieux adaptés pour les accueillir.

En France, un appel d'offre a été lancé en 2011 dans le but d'installer des parcs éoliens en mer. Or, l'installation en mer de parcs induit des contraintes supplémentaires auxquelles les systèmes doivent répondre. Parmi ces contraintes, il y a la nécessité d'avoir des systèmes ayant des masses limitées, donc des machines avec des densités de couple élevées, et également des systèmes fiables. Dans le but de répondre à ces exigences, nous avons décidé de proposer des machines synchrones à aimants permanents utilisées en attaque directe pour la conversion de l'énergie éolienne en électricité. Le seul choix de la technologie à aimants permanents ne permet pas d'obtenir les exigences requises. Il faut en effet prendre en compte toute la chaîne de conversion de puissance et l'adapter dans le but d'avoir une solution optimisée et répondant aux différentes contraintes.

Le but des travaux réalisés a été de développer une génératrice et son alimentation, une fois qu'un système, adapté à la production d'énergie à partir des éoliennes, fut identifié. Pour cela une première étape a été de déterminer quelle architecture était la plus adaptée à la conversion en énergie électrique de l'énergie mécanique, récupérée par les pales de l'éolienne.

Nous allons donc commencer par présenter le marché de l'énergie et indiquer la place de l'éolien dans ce secteur d'activité. Un état des lieux des technologies existantes pour la conversion de l'énergie éolienne et des machines à aimants permanents sera également réalisé. La finalité de ce premier chapitre est de décrire la démarche qui a conduit à une technologie de machine synchrone à aimants permanents n'utilisant pas de multiplicateur de vitesse et ayant des aimants montés à la surface du rotor dans le but de proposer une solution adaptée à une éolienne offshore.

Dans un deuxième temps, le but sera de présenter les travaux réalisés sur le dimensionnement des machines à aimants afin de trouver une solution qui sera compétitive sur le marché de l'éolien. Pour cela, en s'aidant des divers travaux publiés sur le sujet, les règles de dimensionnement de ce type d'alternateur seront présentées et une attention particulière sera portée sur l'alimentation, la commande et la mise en œuvre de ce type de machine.

Pour cela, dans le deuxième chapitre du mémoire, nous allons décrire les règles de dimensionnement des machines utilisant des aimants permanents et donner les moyens permettant d'estimer les performances de cette technologie. Ces éléments permettront de réaliser une étude de sensibilité dans le but de déterminer, pour un cahier des charges donné, quel est le design le plus « optimisé » qui peut être proposé.

Le résultat de l'étude de sensibilité montrera que l'utilisation de solutions « classiques » ne permet pas de proposer une solution compétitive et il sera donc nécessaire de se tourner vers de nouveaux concepts dans le but d'augmenter la densité de couple des alternateurs éoliens.

On verra alors que deux solutions peuvent alors être envisagées : l'une d'entre elle consistera à modifier la structure du stator de la machine, alors que l'autre solution proposera d'adapter la stratégie de commande.

Le troisième chapitre présentera en conséquence une technologie de stator modulaire, utilisant un bobinage à pas fractionnaire et autorisant la réalisation de machine de plus grand diamètre. Cette solution permettra de passer outre la limitation de volume imposée par les dimensions de la cuve d'imprégnation que l'entreprise possède et d'avoir un design de machine avec une densité de couple plus importante que des machines ayant des stators traditionnels.

Le quatrième chapitre présentera les stratégies de commande des alternateurs à aimants dans le but d'augmenter leur densité de couple. En effet, en partant du principe de fonctionnement des machines à courant continu, qui sont des machines ayant de forte densité de couple, en adaptant le mode d'alimentation et le contrôle de la machine, on peut se trouver en présence de designs intéressants n'utilisant aucun contact mécanique (contact balai collecteur).

On verra alors que les modifications pouvant être apportées au design de ces machines peuvent conduire à des solutions innovantes qui seront présentées.

Les machines avec des bobinages à pas fractionnaire ayant permis d'atteindre les objectifs de compétitivité en termes de performance des systèmes, l'entreprise partenaire a donc décidé de se lancer dans la réalisation de prototypes. Trois alternateurs ont été réalisés afin de valider les performances. L'un de ces alternateurs polyphasés à aimants permanents a été placé dans la nacelle du prototype d'éolienne installée à Le Carnet, hameau situé en Loire Atlantique entre St Nazaire et Nantes le long de la Loire. Cet alternateur doit permettre au fournisseur d'éolienne de certifier la nouvelle éolienne de 6 MW qui a un diamètre de pales parmi les plus importants rencontré sur le marché. Les deux alternateurs suivants ont permis de réaliser des essais en charge

Introduction

dans le but de valider les performances pour les différents points de fonctionnement de la machine. Ils seront installés dans les premières éoliennes en mer et seront exploités par les gestionnaires des parcs.

Le dernier chapitre de ce mémoire décrira ainsi les choix réalisés, donnera des éléments sur les contraintes propres à la construction de ce type de machine et sur la mise en œuvre des essais, présentera et confrontera les résultats obtenus au cours des essais réalisés sur les différentes machines vis-à-vis des valeurs attendues.

Finalement, il est prévu de réaliser d'autres génératrices sur ce design mais également d'y apporter quelques améliorations. Nous concluons ainsi ce mémoire en abordant rapidement certaines de ces améliorations qui pourraient être apportées.

Chapitre 1 : Les machines à aimants : solution pour la conversion de l'énergie éolienne

Dans le but de réduire l'impact climatique de la production d'énergie, des solutions « propres » de production commencent à être utilisées. Le recours aux sources renouvelables est alors plébiscité. Le début de ce chapitre permet de situer les énergies renouvelables par rapport aux autres sources et met en avant, en fonction des pays, les efforts fait en vue de l'utilisation des énergies renouvelables. La solution qui, à l'heure actuelle, est retenue pour la production d'énergie à grande échelle est l'éolien. Des éoliennes de plusieurs mégawatts sont alors rencontrées utilisant généralement trois pales, leurs diamètres influant sur la puissance pouvant être récupérée comme cela sera décrit dans ce qui suit.

La conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique nécessite l'utilisation de génératrices. Différentes technologies sont alors rencontrées, ces technologies vont être présentées. La décision d'installer des éoliennes en mer a conduit à se tourner vers des systèmes plus fiables. Des moyens de conversion utilisant des génératrices à aimants permanents accouplées à la turbine sans modifier la vitesse de rotation du rotor deviennent alors intéressants. La fin de ce chapitre fera un état de l'art des génératrices à aimants pouvant être rencontrées pour la conversion du vent en électricité et permettra d'introduire le reste des travaux effectués sur le dimensionnement des machines à aimants en surface dans le but d'augmenter la densité de couple des systèmes rencontrés.

1. Marché et enjeux

1.1. Les énergies renouvelables

Le rejet des gaz à effet de serre a été identifié comme la principale cause du réchauffement climatique de la planète. Pour stabiliser la concentration de ces gaz dans l'atmosphère, 172 pays (sur 194 pays reconnus par l'ONU) se sont engagés, à travers le protocole de Kyoto à prendre des mesures de précaution pour prévenir, prévoir ou atténuer les causes des changements climatiques.

L'une des modifications consiste à utiliser des sources d'énergie dite renouvelables (ER) pour limiter l'utilisation des sources fossiles dans la consommation mondiale de l'énergie. Il faut néanmoins faire attention : une source dite renouvelable n'est pas une source qui ne produit pas de gaz à effet de serre. Par exemple, le bois est une source d'énergie renouvelable mais sa combustion génère du CO₂ qui est un gaz à effet de serre (même si le bois a la capacité de stocker du CO₂ (photosynthèse) et donc l'impact qu'il a sur l'augmentation des gaz à effet de serre reste faible).

Dans ce but, l'union européenne a décidé de mettre en place un programme qui assigne l'objectif aux pays membres de produire 20% de leur énergie à partir des sources renouvelables en 2020 [Dir09]. Une répartition pays par pays, dans le but d'atteindre cet objectif, est donnée Table 1.1, ainsi que la part d'énergie renouvelable dans la consommation d'énergie des pays membres en 2005 et 2009 [Ren11].

En tenant compte de la tendance (augmentation de la part de renouvelable entre 2005 et 2009) une colonne a été ajoutée dans le but de faire ressortir les pays qui semblent pouvoir tenir l'objectif et ceux pour lesquels il sera difficile de remplir l'objectif qui était fixé.

L'Allemagne, qui est l'un des pays qui investit le plus dans le développement des solutions à base d'énergies renouvelables (plus gros investisseur mondial dans l'énergie solaire), aura des difficultés à atteindre l'objectif élevé qu'elle s'est fixée au vu de l'augmentation des parts de renouvelable de ces dernières années. La Suède a quant à elle déjà dépassé son objectif. On sait que les changements de moyens de production d'énergie des pays nécessitent des investissements ; or, étant donné le contexte économique et politique actuel, les pays pourront difficilement s'endetter. Si on prend l'exemple de la Grèce qui est dans une situation très difficile économiquement, il semble difficile qu'elle puisse doubler la part d'énergie renouvelable en 10 ans ; l'Irlande est également dans une situation proche de celle de la Grèce. Pour finir, même si la tendance pour l'UE semble bonne, elle repose sur l'hypothèse que tous les pays remplissent leurs objectifs ; or, comme on le constate, cela s'annonce difficile, même si tous les pays ont réalisé un effort et augmentent la part des énergies renouvelables dans leur consommation d'énergie.

Outre le fait de limiter le rejet des gaz à effet de serre, le recours aux énergies renouvelables a un autre intérêt (voire une nécessité) qui est de compléter les énergies fossiles pour lesquelles les réserves sont limitées. Dans le rapport [BP11] réalisé par BP, les réserves en gaz naturel et en pétrole sont estimées à environ 50 ans (cf. Table 1.2). Le calcul est réalisé en prenant le total estimé des réserves divisé par la consommation annuelle.

Table 1.1 Bilans et Objectifs de la part d'énergie renouvelable dans l'UE [Ren11]

Pays	Part d'énergie renouvelable en 2005	Part d'énergie renouvelable en 2009	Objectif pour 2020	
Belgique	2.2%	3.8%	13%	
Bulgarie	9.4%	11.5%	16%	
République tchèque	6.1%	8.5%	13%	
Danemark	17%	19.7%	30%	
Allemagne	5.8%	9.7%	18%	
Estonie	18%	22.7%	25%	
Irlande	3.1%	5.1%	16%	
Grèce	6.9%	7.9%	18%	
Espagne	8.7%	13%	20%	
France	10.3%	12.4%	23%	
Italie	5.2%	7.8%	17%	
Chypre	2.9%	3.8%	13%	
Lettonie	32.6%	36.8%	40%	
Lituanie	15%	16.9%	23%	
Luxembourg	0.9%	2.8%	11%	
Hongrie	4.3%	9.5%	13%	
Malte	0%	0.7%	10%	
Pays bas	2.4%	4.2%	14%	
Autriche	23.3%	29.2%	34%	
Pologne	7.2%	9.4%	15%	
Portugal	20.5%	25.7%	31%	
Roumanie	17.8%	21.6%	24%	
Slovénie	16%	17.5%	25%	
Slovaquie	6.7%	10%	14%	
Finlande	28.5%	29.8%	38%	
Suède	39.8%	50.2%	49%	OK
Royaume-Uni	1.3%	2.9%	15%	
UE (27 membres)	6.38%	11.6%	20%	

Table 1.2 Réserves mondiales en années des énergies fossiles [BP06] [BP11]

Source\année	2005	2010
Pétrole	40.6	46.2
Gaz naturel	65.1	58.6
Charbon	155	118

Les chiffres ne font pas ressortir réellement ce qui se passe car la consommation annuelle, que ce soit de l'énergie globale ou des énergies fossiles, augmente d'année en année, même si les moyens de production à partir des énergies renouvelables se développent à grande vitesse. L'augmentation de la consommation conduit à réduire au fil des années les réserves plus rapidement que ce que prévoient les estimations. Cet aspect est bien mis en valeur dans la Table 1.2 par ce qui se passe pour le charbon, pour lequel la durée de vie des réserves s'est réduit de 37 années au cours des 5 dernières années. Le fait que les réserves de pétrole ont « augmenté » peut s'expliquer par le fait que de nouveaux gisements ont été trouvés ainsi que la prise en compte de gisements où l'accès est devenu possible grâce aux évolutions technologiques (les moyens d'extraction immergés liés aux technologies « subsea »).

Néanmoins, les énergies fossiles restent les plus utilisées aujourd'hui. La plus grande partie de l'énergie est utilisée pour la production de chaleur et pour le transport.

La Table 1.3 permet de mettre en évidence la part importante des énergies fossiles dans les sources d'énergies utilisées aujourd'hui. On voit que la demande d'énergie a augmenté de 13% en 5 ans et qu'étant donné l'accroissement de la population mondiale et le développement des pays émergents, cette demande va encore augmenter dans les prochaines années.

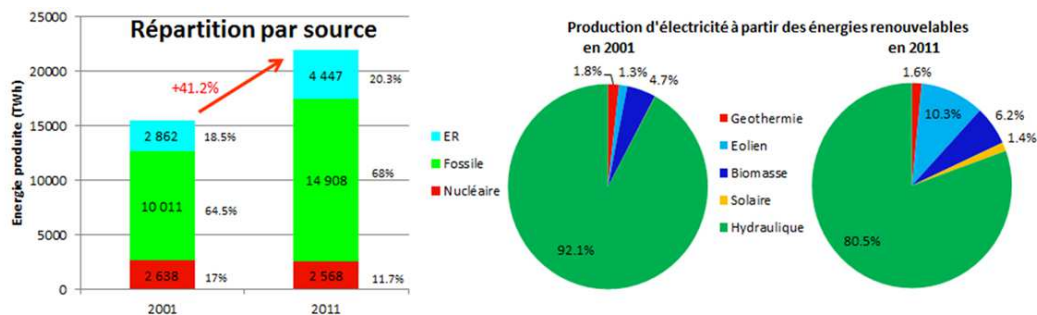
Les sources d'énergie qui permettent de limiter le rejet des gaz à effet de serre sont l'énergie nucléaire, l'énergie hydroélectrique et les nouvelles sources d'énergie. Ces sources d'énergies pèsent moins de 20% dans la consommation mondiale d'énergie primaire. Le nucléaire est cependant une source d'énergie avec des réserves limitées.

Table 1.3 Consommation mondiale d'énergie primaire en fonctions des différentes sources [BP11] [BP06]

Sources d'énergie	Consommation (2005) (MTEP)	Part dans la consommation (2005)	Consommation (2010)	Part dans la consommation (2010)	Variation entre 2005 et 2010
Pétrole	3836.6	36.1%	4028.1	33.6%	5%
Gaz naturel	2474.7	23.3%	2858.1	23.8%	15.5%
Charbon	2929.8	27.6%	3555.8	29.6%	21.4%
Nucléaire	627.2	5.9%	626.2	5.2%	-0.2%
ER Hydraulique	668.7	6.3%	775.6	6.5%	16%
Autres	83.1	0.8%	158.6	1.3%	90.8%
Total	10620.2	100%	12002.4	100%	13%

Une grande difficulté liée à l'énergie, et particulièrement aux énergies fossiles, est son transport : la seule énergie qu'il est possible de transporter facilement est l'électricité. Cette énergie n'est pas présente à l'état naturel mais peut être obtenue à partir d'autres sources. En revanche, contrairement aux énergies fossiles, son stockage reste une opération délicate. Ce point est l'une des problématiques les plus importantes du moment et limite l'attrait des sources dites renouvelables car leur utilisation ne permet pas d'adapter la production à la demande. Les batteries et les super capacités permettent de stocker de petites quantités d'énergie mais pour des systèmes de plus grosses quantités, il est nécessaire d'utiliser des « containers » non électriques. Des solutions de stockage à grandes échelles comme les lacs communicants, les volants d'inertie ou la compression de gaz sont rencontrées. En période de surproduction, on consomme de l'énergie (pompage de l'eau du lac en contrebas ou compression d'un gaz) et en présence de pic de consommation (absence de vent...) on produit de l'énergie (déversement de l'eau du lac ou détente du gaz à travers une turbine), cela est réalisé avec des rendements acceptables.

En ce qui concerne la production d'électricité mondiale, même si la part d'énergies fossiles reste prépondérante, la part des énergies renouvelables, qui augmente d'année en année, est importante, voir la Figure 1.1 [Edf12]. Cela s'explique par le fait que la plus grosse partie des énergies renouvelables est convertie en électricité alors que les énergies fossiles sont utilisées directement (chauffage et transport) sans conversion en électricité.

**Figure 1.1 Evolution des sources d'énergie utilisées pour la production d'électricité (à gauche), détail pour les énergies renouvelables (à droite) [Edf12]**

Si l'on se concentre sur les sources renouvelables, il apparaît que c'est l'énergie hydraulique qui est la plus utilisée. Actuellement la conversion de l'énergie hydraulique représente entre 15 et 20% de la production d'énergie électrique mondiale.

Le moyen de conversion de l'énergie hydraulique le plus courant consiste à utiliser des barrages, mais d'autres moyens sont actuellement en cours de développement ; ces moyens utilisent soit les courants marins, soit les vagues. Des exemples, de systèmes utilisant ces technologies, sont donnés Figure 1.2.

**Figure 1.2 Pelamis 750kW [Pel12] (à gauche) et wave dragon de 4 à 11MW [Wav12] (à droite)**

Parmi les autres sources d'énergies renouvelables on trouve :

- les biomasses : cette catégorie désigne toute la matière vivante d'origine animale ou végétale et inclut aussi les déchets. Le pétrole utilisé comme principal combustible pour produire de la chaleur peut être remplacé par le bois, les biogaz ou les biocarburants. L'utilisation de ces sources d'énergie est déjà très répandue ;
- les sols : la géothermie consiste à récupérer la chaleur du sol par des dispositifs tel que les pompes à chaleur ;
- le soleil : l'énergie solaire peut être utilisée comme source de chaleur ou peut être convertie en électricité au moyen de cellules photovoltaïques ;
- le vent : autrefois directement convertie en énergie mécanique au moyen des moulins à vent, l'énergie éolienne est maintenant convertie en énergie électrique grâce à des génératrices ou alternateurs. C'est cette source d'énergie qui retient actuellement le plus d'attention. Le vent est également utilisé dans le transport maritime par l'intermédiaire des voiliers et aérien avec les dirigeables.

Dans la plupart des cas, l'énergie récupérée est transformée en électricité. Le développement de systèmes utilisant ces énergies pour d'autres usages (production de chaleur ou transport par exemple) est en cours de développement mais reste appliqué à des systèmes de petites dimensions. On peut citer des exemples de systèmes utilisant l'énergie solaire : chauffe-eau, four, avion (Solarimpulse), bateau (PlanetSolar). Pour des plus grosses puissances il y a les projets qui visent à installer des centrales solaires au Maghreb pour alimenter l'Europe (Desertec).

L'attrait suscité par l'éolien a différentes causes. Les puissances de chaque dispositif étant loin d'être négligeables (1MW installé permet d'alimenter 1000 foyers en électricité), les systèmes peuvent être rentables sur des durées acceptables (15/20 ans) grâce aux différentes politiques d'achat de l'électricité. Par ailleurs les verrous techniques sont abordables (contrairement à des systèmes complètement immergés) : des opérations de maintenances peuvent être réalisées pour atteindre les durées de vie escomptées et les technologies utilisées sont maîtrisées (plateforme offshore, générateur éoliens, atmosphère humide, transport en courant continu) il ne tient qu'à les combiner pour obtenir un système viable.

Pourtant, les critiques existent et sont mises en avant pour limiter le nombre de systèmes installés : nuisance sonore, dégradation du panorama, perturbation du réseau électrique, danger pour la faune, distribution aléatoire des vents... Tous les moyens de production ont leur lot d'inconvénients : le nucléaire est dangereux, les énergies fossiles sont polluantes et ont des réserves limitées, une cellule photovoltaïque a un mauvais rendement énergétique...

Cependant, l'homme a pris l'habitude de vivre dans un certain confort qui le conduit à consommer beaucoup d'énergie. Les sources qui sont utilisées actuellement n'étant pas pérenne, il est nécessaire de se tourner vers d'autres moyens de production et la conversion de l'énergie éolienne semble être l'une des solutions les moins dangereuses (pour l'environnement et pour les personnes) et pour laquelle les réserves ne sont pas limitées.

La production d'énergie par ce moyen n'est pas complètement maîtrisée puisque c'est le vent et sa vitesse qui vont fixer la puissance. Il est vrai que ce moyen de production est cher en comparaison avec d'autres moyens (en France : rachat à 13c€ le kWh pour l'éolien offshore, 8.2 c€/kWh pour l'éolien terrestre contre 6.07c€/kWh pour l'hydraulique [Min10] et 4.2c€ le kWh nucléaire [L&F12]). Ceci est vrai aujourd'hui car le coût des combustibles (uranium, pétrole...) est faible et que pour rendre le nucléaire attractif les prix ont été cassés. Néanmoins, avec leur raréfaction et le coût des nouveaux réacteurs les choses risquent de changer ainsi que la donne.

Il est possible de manière simple et rapide d'estimer les puissances qui peuvent être récupérées par une éolienne, cette estimation permet de voir quel dispositif il est nécessaire d'utiliser pour convertir cette énergie en énergie électrique. L'énergie produite à partir de cette énergie ne cesse de croître au fil des années. Dans le paragraphe qui suit, un état des lieux, des puissances installées et des dispositifs utilisés, va être présenté.

1.2. L'éolien

En 2000, la puissance cumulée des éoliennes installées au niveau mondial était de 17GW. Fin 2010, cette valeur atteignait 195 GW et la puissance installée au cours de l'année 2010 était de 36GW. Le détail des puissances installées est donné Table 1.4. La croissance se poursuit en 2011, la puissance cumulée atteint 238.5GW [Bar12].

Table 1.4 Evolution des puissances éoliennes installées dans les principaux pays entre 2008 et 2010
[Bar10][Bar11] [Bar12]

Puissance éolienne (GW)	2008	Puissance installée 2009	2009	Puissance installée 2010	2010	2011
Union européenne	65.2	9.9	75.1	9.2	84.3	94.1
Autres pays Europe	1	0.4	1.4	0.5	1.9	2.6
USA	25.2	9.9	35.1	5.1	40.2	46.9
Canada	2.4	0.9	3.3	0.7	4	5.3
Chine	12.1	13.7	25.8	16.5	42.3	62.8
Inde	9.7	1.2	10.9	2.1	13	16.1
Japon	1.9	0.2	2.1	0.2	2.3	2.5
Autres pays Asie	0.6	0.2	0.8	0.2	1	1.1
Autres pays	2.9	1.5	4.4	1.1	5.5	7.1
Total	121	37.9	158.9	35.6	194.5	238.5

Remarque : En fonction des sources les valeurs varient légèrement car certains chiffres dans les documents reposent sur des estimations.

Près de 50% de la puissance des éoliennes installées en 2009 était située en Europe. En 2010, la Chine qui s'est tournée plus tardivement vers l'énergie éolienne, a placé sur son territoire quasiment la moitié des éoliennes installées dans l'année.

La puissance installée n'est qu'un indicatif des efforts réalisés par le pays en vue de diversifier sa production, en revanche, pour parler d'énergie ou de puissance produite il faut tenir compte de la notion de temps.

Pour respecter les parts d'énergies renouvelables fixées par l'Union européenne à l'horizon 2020 (cf Table 1.1), les pays se sont fixé des objectifs concernant les puissances éoliennes qu'ils doivent installer. On peut trouver Table 1.5 les prévisions de puissances installées dans les différents pays membres de l'Union [Ewe11]: deux scénarios sont présentés, l'un étant plus optimiste que l'autre, ainsi que la puissance moyenne par année que les pays devraient suivre pour atteindre les objectifs fixés par ces 2 scénarios.

Selon la Table 1.5, la puissance installée dans l'Union européenne était de 9.9 GW en 2009 et 9.2 GW en 2010, si l'on veut atteindre l'objectif le plus accessible, il faut augmenter cette valeur à 14.6 GW.

Comparé à la Table 1.1, on voit des choses intéressantes. Malgré le fait que la Suède respecte la part d'énergies renouvelables qui lui était assignée, elle n'a que peu recours à l'éolien. Les 4 pays, où les puissances installées devraient être les plus importantes jusqu'en 2020, sont la France, l'Allemagne, l'Espagne et le Royaume-Uni. Dans tous les pays membres, la capacité éolienne doit au moins doubler d'ici 2020, sauf pour le Danemark.

En 2009, les 75.1 GW installés dans l'Union européenne ont contribué à la production de 131 TWh d'énergie électrique, ce qui représente 4.3% de la consommation de l'Union (3042 TWh) en énergie électrique cette même année.

En Europe, les pays qui se sont en premier tournés vers le vent comme source d'énergie (Danemark, Espagne, Allemagne) rencontrent des limitations au niveau des puissances installées soit par manque d'espace comme c'est le cas au Danemark où les seules éoliennes installées sur le territoire remplacent des systèmes plus anciens et de puissance plus faible, soit pour ne pas perturber le réseau électrique du pays (Espagne).

D'autres pays comme la Grande Bretagne (et la France, cf. paragraphe suivant) qui se sont lancés plus tard dans l'utilisation du vent comme source d'énergie, préfèrent limiter l'installation sur le territoire et se tournent vers des installations « offshore ».

1.3. L'offshore

L'offshore est le mot désignant l'installation de systèmes en mer. L'avantage d'installer des éoliennes en mer est d'être en présence de vents ayant des vitesses plus importantes et étant moins turbulents. Les surfaces sont également plus importantes en vue d'installer des parcs avec des nombres d'éoliennes plus importants.

En revanche, techniquement cette solution est plus complexe. Premièrement, l'installation et la maintenance sont rendues plus difficiles du fait de la localisation des éoliennes. Deuxièmement, l'éloignement des zones de production du réseau et des consommateurs nécessite l'utilisation de câbles sous-marins pouvant atteindre des longueurs importantes. Troisièmement, l'installation de systèmes dans des environnements humides et salins nécessite l'utilisation de technologies ayant des indices de protection (IP) élevés permettant d'assurer leur protection.

Table 1.5 Bilan éolien des pays membres [Ewe11]

Pays	Puissance installée en 2010 (MW)	Cas 1 en 2020	Cas 2 en 2020	Moyenne annuelle pour cas1	Moyenne annuelle pour cas2
Autriche	1011	3500	4000	249	299
Belgique	911	3900	4500	299	359
Bulgarie	375	3000	3500	263	313
Chypre	82	300	500	22	42
République tchèque	215	1600	1800	139	159
Danemark	3798	6000	6500	220	270
Estonie	149	500	600	35	45
Finlande	197	1900	3000	170	280
France	5680	23000	26000	1734	2034
Allemagne	27214	49000	52000	2179	2479
Grèce	1208	6500	8500	529	729
Hongrie	295	900	1200	60	90
Irlande	1428	6000	7000	457	557
Italie	5797	15500	18000	970	1220
Lettonie	31	200	300	17	27
Lituanie	154	1000	1100	86	95
Luxembourg	42	300	700	26	66
Malte	0	100	200	10	20
Pays bas	2245	9500	11400	726	916
Pologne	1107	10500	12500	939	1139
Portugal	3896	7500	9000	360	510
Roumanie	462	3000	3500	254	304
Slovaquie	3	800	1000	80	100
Slovénie	0.03	500	700	50	70
Espagne	20676	40000	42500	1932	2182
Suède	2163	9000	11000	684	884
Royaume-Uni	5204	26000	34000	2090	2880
Union Européenne	84.3 GW	230 GW	265 GW	14.6 GW	18 GW

La technologie couramment utilisée consistant à effectuer le transport en courant alternatif peut ne plus être adaptée et la solution du transport en courant continu peut devenir intéressante (coût et rendement). Les câbles utilisés pour le transport sous-marin de l'électricité ont des capacités importantes ce qui conduit en plus de la puissance active à faire transiter de la puissance réactive par ces câbles. Pour augmenter la puissance transmissible pour une ligne il est alors nécessaire de sur-dimensionner les câbles ou d'utiliser des dispositifs de compensation d'énergie réactive. Ces 2 solutions sont coûteuses.

Il devient alors plus intéressant, à partir d'une distance autour de 100km, d'effectuer le transport en courant continu, où la puissance réactive n'intervient pas.

Plusieurs architectures de parc peuvent alors être rencontrées comme décrit Figure 1.3 et détaillées Table 1.6.

Le cas 1 est le cas de référence qui est également rencontré pour les parcs terrestres, toutes les connexions sont réalisées en courant alternatif. Le cas 2 se différencie du cas précédent par l'utilisation d'une liaison terrestre en courant continu. Les cas 3, 4 et 5 utilisent un réseau de distribution continu, la différence entre ces cas concerne essentiellement le moment où est réalisée l'élévation en tension pour effectuer la liaison. L'élévation en tension en continu est une chose complexe à mettre en oeuvre, l'utilisation de hacheur n'étant pas très intéressante, la réalisation peut être réalisée par l'intermédiaire de transformateur HF (haute fréquence) [Mon10b], un étage alternatif est alors utilisé comme montré Figure 1.4. Le cas 6 permet de réaliser l'élévation de tension en plaçant en série plusieurs éoliennes. Les convertisseurs DC/DC utilisés avant la liaison dans les cas 2,3 et 4 nécessitent la réalisation de plateforme permettant d'accueillir les équipements.

Malgré les inconvénients liés à l'offshore, le fait que le rachat du kWh produit en mer soit plus important que celui produit sur terre a permis d'attirer les industriels et de capter l'attention des investisseurs. Toutefois, la puissance offshore installée en Europe en 2009 ne représente que 2.5% de la puissance totale d'éolienne installée. Les puissances installées en mer par les différents pays membres de l'Union européenne sont données dans la Figure 1.5 et l'évolution au cours des dernières années des puissances installées est donnée Table 1.7.

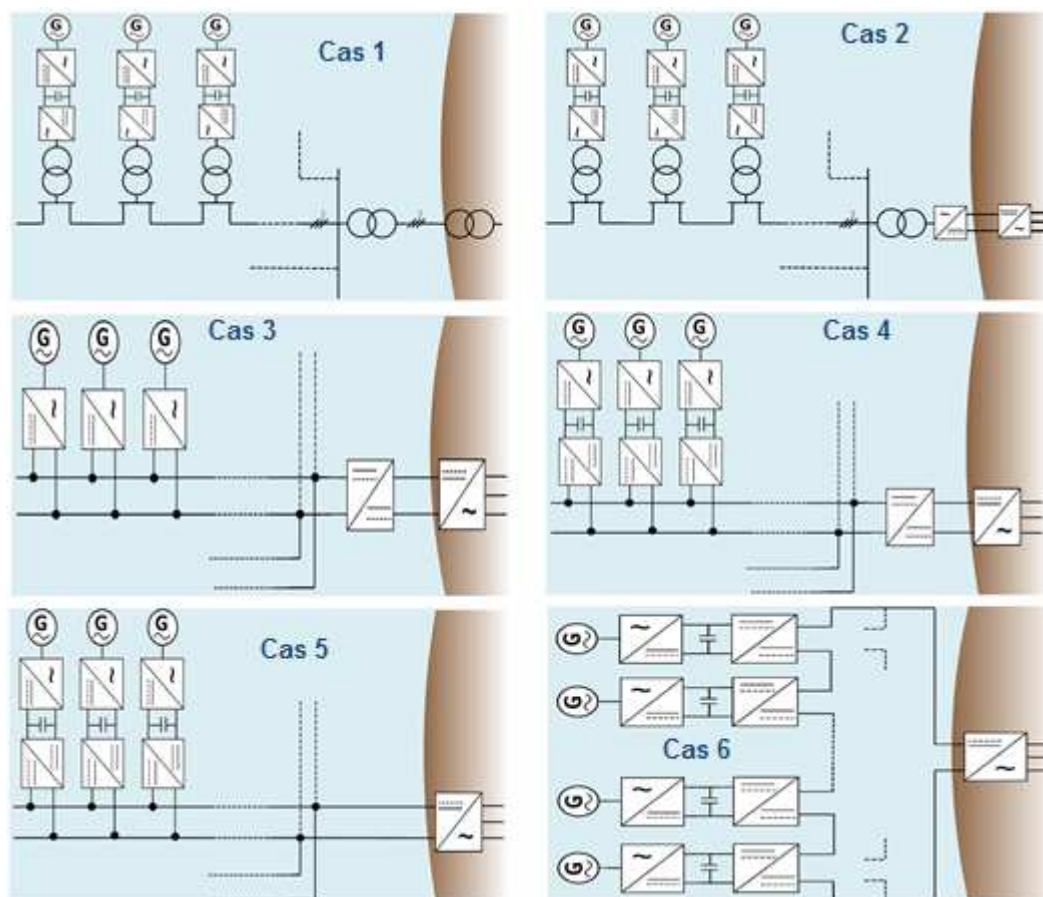


Figure 1.3 Architectures de parc offshore [Mon10a]

Table 1.6 Détail des architectures de parcs [Mon10a]

Cas	Distribution entre éolienne	Tension de distribution	Connexion avec le réseau terrestre
1	En alternatif	Moyenne	En alternatif
2	En alternatif	Moyenne	En continu
3	En continu	Basse	En continu
4	En continu	Moyenne	En continu
5	En continu	Haute	En continu
6	En continu	Moyenne	En continu

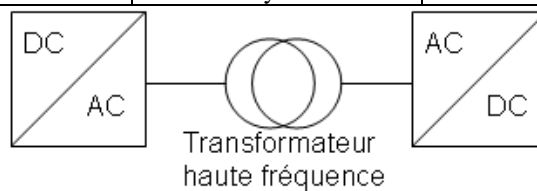


Figure 1.4 Détail du convertisseur DC/DC

Table 1.7 Puissances éoliennes « offshore » installées dans l'Union Européenne en MW [Bar10][Bar11]

Pays	2008	2009	2010
Royaume Uni	586	688.2	1341.2
Danemark	423.4	661	872
Pays bas	246.8	246.8	246.8
Suède	133.7	163.7	163.7
Belgique	30	30	195
Irlande	25.2	25.2	25.2
Finlande	24	24	26
Allemagne	12	72	180.3
Total UE	1481.1	1910.9	3050.2



Figure 1.5 Les parcs « offshore » en Europe fin2010 [Ene10]

Comme pour la plupart des résultats il est possible de trouver des différences en fonction des sources, de la date de publication des chiffres et des hypothèses faites (parcs en service, en cours de mise en service). Par exemple entre la Table 1.7 et la Figure 1.5, il y a une différence de 90MW entre les puissances installées offshore en Allemagne.

On observe que les deux nations les plus actives dans ce domaine sont le Royaume-Uni et le Danemark. On voit également que les puissances installées par éoliennes sont inférieures à 3MW.

1.4. La France et l'éolien

Même si le nombre de centrales hydrauliques est élevé en France, elles ne suffisent pas à atteindre l'objectif de 23% d'énergie issue des énergies renouvelables pour 2020. La principale source d'énergie vers laquelle la France s'est tournée est, comme dans la plupart des pays, l'énergie éolienne. La part de l'éolien dans la production d'énergie française est donnée Table 1.8. Plusieurs parcs ont vu le jour sur le territoire français au cours des dernières années, certaines régions se prêtant mieux à les accueillir, car la vitesse moyenne du vent y est la plus élevée (les côtes de la manche au nord ouest et les côtes méditerranéennes au sud est).

C'est d'ailleurs là que les éoliennes ont été installées. Le bilan des puissances installées en mars 2011 est donné Figure 1.6.

Table 1.8 L'éolien en France fin 2011 [Fra12]

Puissance installée	6640 MW
Electricité produite	11.9 TWh
Part de la consommation énergétique	2.5%

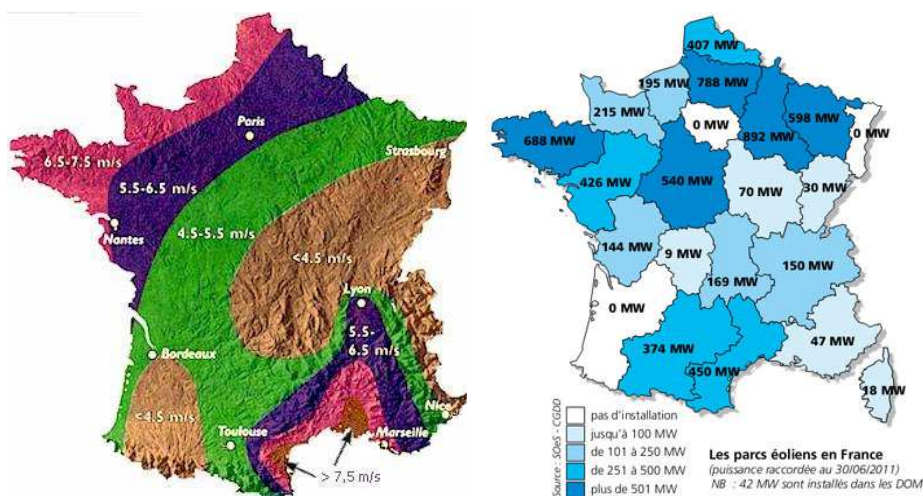


Figure 1.6 Carte des vents et répartition des puissances installées en France en juin 2011 [Ene10]

Néanmoins le réseau actuel français n'ayant pas été conçu pour accueillir une puissance importante issue des centrales de production locale, la stabilité du réseau risque d'être compromise. C'est pour cela que les puissances pouvant être installées risquent d'être limitées.

D'autres paramètres ont conduit également à l'annulation de certains permis de construire (nuisance sonore, dangerosité, dégradation du panorama...). Etant donné que les autres moyens de production à partir des énergies renouvelables ne sont actuellement pas assez développés pour envisager la réalisation de sites de production de grande envergure, le gouvernement français a décidé de se tourner vers l'installation de parc offshore. Les parcs « offshore » ont l'avantage de pouvoir atteindre des puissances plus importantes et d'avoir un réseau indépendant, la connexion avec le réseau de distribution de l'électricité se faisant par l'intermédiaire de poste de transformation de plus grande capacité.

Deux appels d'offres sont prévus d'ici 2020 afin d'atteindre la part d'énergie prévue par le « Grenelle de l'environnement ». Le premier a été lancé en mai 2011 et prévoit l'installation de 3000 MW (cf. Figure 1.7) dispersés sur 5 sites côtiers détaillés dans la Table 1.9.

Table 1.9 Détails des sites retenus pour l'éolien en mer [Obs11]

Lieu	Département	Superficie (km ²)	Puissance maximale (MW)	Puissance minimale (MW)
Le Tréport	Seine-Maritime Somme	110	750	600
Fécamp	Seine-Maritime	88	500	480
Courseulles-sur-mer	Calvados	77	500	420
Saint-Brieuc	Côtes d'Armor	180	500	480
Saint-Nazaire	Loire Atlantique	78	750	420

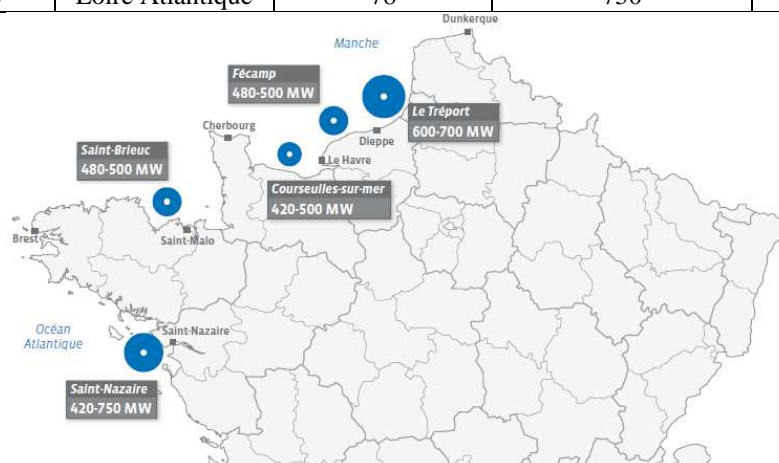


Figure 1.7 Sites offshore premier appel d'offre [Obs11]

1.5. Enjeux

La société GE Power Conversion (anciennement Converteam) propose des solutions complètes pour les systèmes à vitesse variable. Ses principaux marchés au milieu des années 2000 étaient la marine, le métal, l'industrie et le pétrole (oil&gas). Avec la crise des « subprimes » fin 2008/début 2009, beaucoup de ces marchés ont été touchés. La société a décidé de se lancer dans le marché qui a été le moins impacté par la crise, le marché de l'énergie. Depuis, elle est devenue une référence sur le marché des énergies renouvelables. Devenant le premier fournisseur mondial de convertisseur statique d'électronique de puissance pour la conversion de l'énergie éolienne.

Le but du premier appel d'offre évoqué précédemment est de répondre aux objectifs fixés par le « Grenelle de l'environnement ». Néanmoins, l'argent que l'état investit dans les projets de fermes éoliennes offshore doit également permettre de créer des emplois dans le pays. C'est pour cela que pour répondre aux appels d'offres il est nécessaire d'utiliser au maximum les industriels français ou les sites de production des grandes filiales basées en France. Dans ce contexte, elle est l'une des seules sociétés françaises à pouvoir proposer des solutions pour des génératrices éoliennes grâce à leur expérience dans les solutions pour les petites centrales de production hydraulique et les propulsions marines.

Trois consortiums ont répondu à l'appel d'offre lancé par le gouvernement français qui se terminait au mois de janvier 2012 :

- Areva, GdF Suez et Vinci (pour 4 sites) ;
- Alstom, EDF Energies Nouvelles, Dong Energy, Nass&Wind offshore, Poweo ENR et WPD offshore (pour 4 sites) ;
- Iberdrola, Areva et Eole-Res (pour 2 sites).

Alstom Wind a choisi de proposer des solutions avec des génératrices en attaque directe à aimants permanents (éolienne Haliade150) dont la puissance récupérée en sortie de chaque éolienne est de 6MW.

Areva Wind propose depuis plusieurs années une solution de type hybride à aimants permanents (Multibrid M5000). Une nouvelle génératrice toujours avec la même topologie mais ayant une puissance plus importante sera développée pour répondre aux critères de l'appel d'offre français.

Une partie de l'étude aura pour but de dimensionner le générateur qui sera proposé à Alstom Wind pour équiper les éoliennes Haliade 150. Dans ce projet le défi sera de proposer une solution compétitive (coût et masse) s'adaptant à une installation offshore (donc fiable).

Le gouvernement français a octroyé 3 des 5 sites en jeu au consortium EDF Alstom : Fécamp, Courseulles-sur-Mer et Saint Nazaire. Le parc de Saint-Brieuc a lui été remporté par le consortium Iberdrola Areva. L'offre proposée par GDF a été jugée non recevable pour le site du Tréport et ce site n'a donc pas été attribué et fera partie d'un nouvel appel d'offre.

Ce résultat va conduire Alstom à installer deux usines sur le territoire français : la première sera située à Saint-Nazaire pour la réalisation des générateurs et des nacelles, la seconde sera à Cherbourg et fabriquera les mâts et les pales des futurs éoliennes Alstom. Areva de son côté, malgré une part de marché moins importante qu'espérée va quand même construire deux usines sur le port du Havre [Bez12].

Le marché de l'éolien est en expansion, le souhait de se tourner vers l'« offshore » impose de se tourner vers des technologies plus fiables. Il est donc nécessaire de développer de nouveaux systèmes de conversions. A partir d'une présentation des différents systèmes existants nous allons justifier le choix d'une topologie afin de développer une chaîne de conversion de puissance adaptée.

2. Différentes topologies rencontrées pour les chaînes de conversion de l'énergie éolienne

Avant de décrire les architectures électriques utilisées pour produire l'électricité et l'adapter au réseau électrique, nous allons commencer par présenter les puissances qui peuvent être récupérées par l'un des systèmes rencontrés. Plusieurs formes de pales peuvent être rencontrées mais généralement pour récupérer des puissances élevées la technologie à axe horizontal ayant 3 pales est préférée.

2.1. Principes et puissance de la turbine

L'énergie du vent est utilisée depuis l'antiquité, des pales permettent de récupérer un mouvement de rotation sur un arbre. Cette énergie peut ensuite être utilisée pour différentes applications à l'aide de moyens de transmissions (engrenages, poulies...).

Les utilisations les plus connues sont les moulins à vent, et plus récemment les « moulins américains » qui actionnent des pompes pour les abreuvoirs du bétail.

Aujourd'hui, à partir de systèmes de plus grande envergure (mât de plus de 150 m et diamètre de pale d'une centaine de mètre) on convertit le mouvement de rotation de la turbine en électricité par l'intermédiaire d'une génératrice (ou alternateur) située dans une nacelle (voir les schémas de la Figure 1.8).

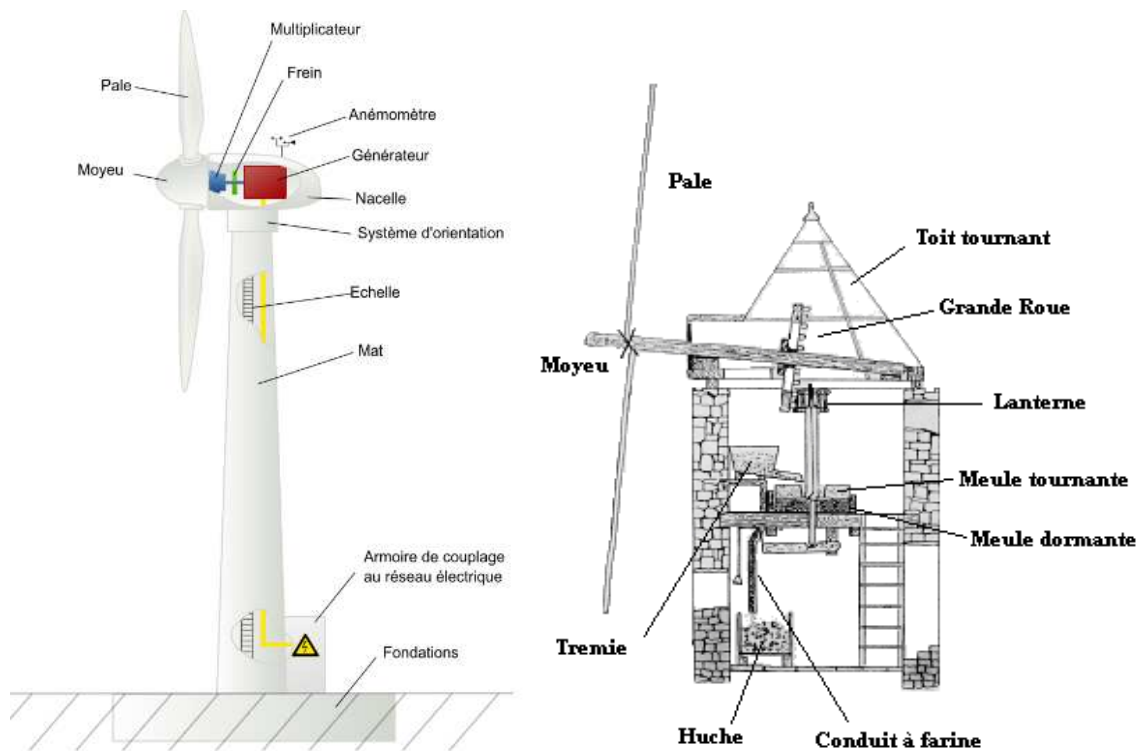


Figure 1.8 Description des systèmes de conversion de l'énergie éolienne

Dans le but de quantifier les énergies mises en jeu, on peut partir de l'expression [1.1] de l'énergie cinétique d'un corps de masse m (en kg) se déplaçant à une vitesse v (en m/s).

$$E_c = \frac{1}{2} \cdot m \cdot v^2 \quad [1.1]$$

Dans le cas du vent, on peut considérer une section A (m²) se déplaçant à la vitesse v . On en déduit un volume V d'air déplacé par unité de temps (m³/s) défini par [1.2].

$$V = A \cdot v \quad [1.2]$$

A correspond à la surface équivalente des pales c'est à dire un disque qui a pour rayon la longueur d'une pale (cf. Figure 1.9).

La puissance étant une énergie produite par unité de temps, il est possible d'estimer la puissance du vent avec [1.3].

$$P_v = \frac{1}{2} \cdot \rho_{air} \cdot A \cdot v^3 \quad [1.3]$$

où ρ_{air} représente la densité volumique de l'air.

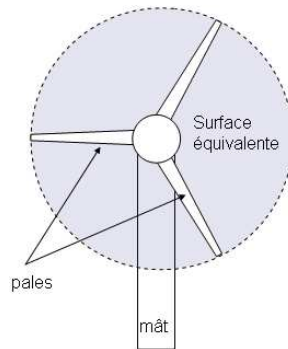


Figure 1.9 Surface équivalente des pales pour le calcul de la puissance

Remarque : Dans le cas d'une hydrolienne cette expression reste vraie, la puissance de l'eau est alors obtenue en remplaçant la densité volumique de l'air par celle de l'eau. Bien que la densité volumique de l'eau soit beaucoup plus importante que celle de l'air (environ 800 fois), il est plus difficile de récupérer des puissances équivalentes à partir d'un dispositif immergé pour les raisons suivantes :

- Difficile pour le dispositif d'avoir une section aussi importante que la section obtenue avec les pales des éoliennes.
- La vitesse (ou débit), qui est l'élément qui a le plus de poids dans l'expression de la puissance, de l'eau dans les grandes étendues (mer et océan) est faible (de l'ordre de 2m/s).

Néanmoins des prototypes d'hydroliennes sont développés car il est nécessaire de diversifier les sources d'énergies renouvelables avec une maîtrise plus « contrôlée » de la production, les courants et les marées pouvant être plus facilement prédits et étant plus réguliers que le vent. Différents concepts d'hydroliennes sont donnés Figure 1.10.

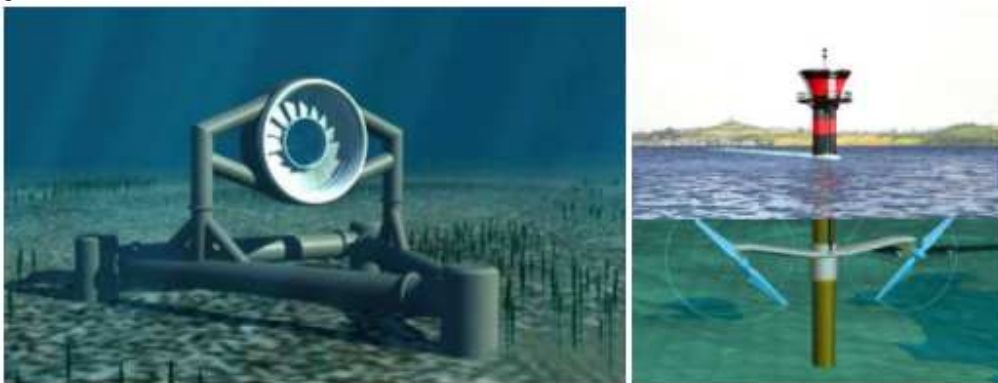


Figure 1.10 Les concepts d'hydroliennes « open hydro » [Ope12] (à gauche) et « Seagen » [Sea12] (à droite)

La totalité de la puissance du vent ne sera pas récupérée par la turbine pour être transmise sur l'arbre. Selon la loi de Betz [Dan13] qui prend en compte la perte de puissance dans la direction perpendiculaire à la surface du rotor, la puissance maximale qui peut être transmise est donnée par l'expression [1.4].

$$P_{t_max} = \frac{16}{27} P_v \approx 0.59 P_v \quad [1.4]$$

Le ratio entre la puissance du vent et la puissance récupérée par la turbine est appelée coefficient de puissance (ou coefficient de performance), il est défini par [1.5].

$$C_p = \frac{P_t}{P_v} \quad [1.5]$$

D'où l'expression de la puissance mécanique de la turbine donnée en [1.6].

$$P_t = \frac{1}{2} \cdot \rho_{air} \cdot A \cdot C_p \cdot v^3 \quad [1.6]$$

Le coefficient de puissance dépend de plusieurs paramètres permettant de tenir compte des phénomènes aérodynamiques (turbulence et traînée) liés à la forme des pales :

- le nombre de pales
- la vitesse spécifique
- l'angle de calage

Sur la Figure 1.11, différentes valeurs de coefficient de puissance en fonction de la structure utilisée pour récupérer la puissance du vent sont données en fonction de la vitesse spécifique. La vitesse spécifique est définie par [1.7].

$$\lambda_{spec} = \frac{R_{pales} \cdot \Omega}{v} \quad [1.7]$$

où $R_{pales} \cdot \Omega$ représente la vitesse en bout de pale et v la vitesse du vent.

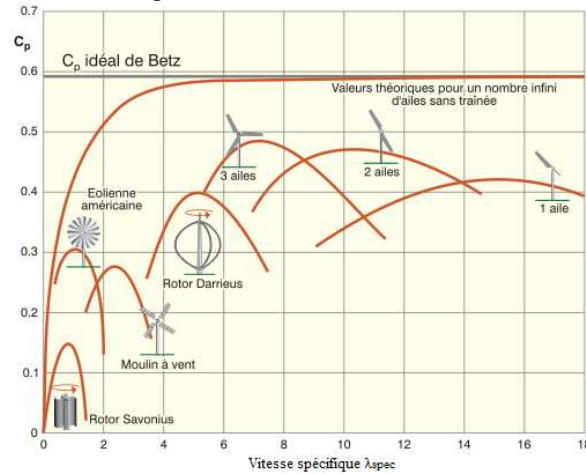


Figure 1.11 Les coefficients de puissance pour différentes technologies [Ene12]

Pour les éoliennes de forte puissance, destinées à la production d'énergie sous forme d'électricité les turbines rencontrées sont généralement à axe horizontal et ont, le plus souvent, 3 pales, quelquefois 2 pour des puissances légèrement plus faibles. Pour les éoliennes, de plus faible puissance, que l'on peut par exemple rencontrer sur les toits des immeubles en ville, beaucoup de systèmes différents peuvent être rencontrés comme ceux de la Figure 1.12 qui sont à axe vertical.

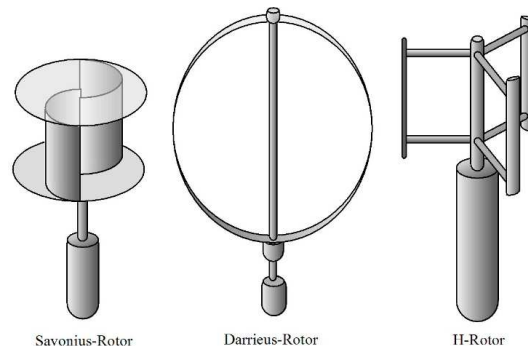


Figure 1.12 Eoliennes à axe vertical, technologies rencontrées sur les toits [Env12]

Pour un profil de pales, les vitesses et les angles intervenant dans les phénomènes aérodynamiques détaillés en annexe sont renseignés Figure 1.13.

La vitesse apparente est la résultante de la vitesse du vent et de la vitesse de déplacement de la pale dans l'air, β_v désigne l'angle de calage et α_v l'angle d'incidence.

Pour ne pas sur dimensionner les systèmes de conversion, il peut être intéressant de limiter la puissance qui va être récupérée par les pales de l'éolienne ; pour cela différents dispositifs peuvent être utilisés :

- **Stall** : stall est le mot anglais pour décrochage, ce mode de limitation est lié au profil de la pale utilisé, quand l'angle d'incidence atteint l'angle de décrochage, la force appliquée aux pales chute brusquement. Pour ce mode de régulation l'angle de calage peut être fixe, c'est la variation de la vitesse du vent qui va modifier l'angle d'incidence. La vitesse de rotation de la génératrice peut alors être fixe.
- **Active stall** : même dispositif que le précédent, hormis que la puissance transmise par la turbine est régulée en contrôlant le couple et la vitesse de la génératrice.
- **Pitch** : un actionneur auxiliaire est utilisé pour faire varier l'angle de calage β_v . La modification de cet angle permet de limiter la puissance transmise aux pales et donc les paramètres dimensionnant de la machine et des convertisseurs statiques. [Ban07]. Une utilisation à différentes vitesses de la génératrice permet d'optimiser la puissance récupérée.

Plus d'informations sur l'aérodynamique des pales sont disponibles annexe 1.

En fonction du mode de régulation de la puissance, différentes courbes sont rencontrées comme présenté Figure 1.14.

La solution la plus rencontrée pour les systèmes de puissance supérieure à 1MW est le système pitch.

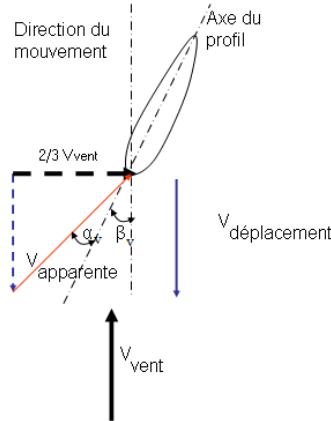


Figure 1.13 Vitesses et angles propres à la pale de l'éolienne

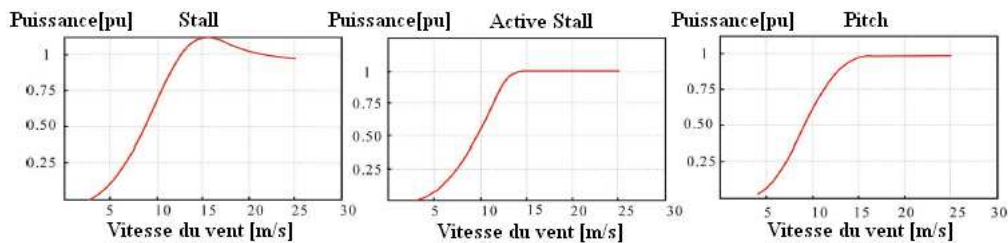


Figure 1.14 Comparaison des caractéristiques de puissances pour les différents systèmes d'inclinaison des pales (extrait de [Che09])

La caractéristique qui est la plus souvent mise en avant pour caractériser une éolienne est la courbe puissance récupérée en fonction de la vitesse du vent que l'on peut voir Figure 1.15. Sur cette courbe on observe 3 vitesses particulières de vents qui délimitent des zones de fonctionnement :

- la vitesse pour laquelle l'éolienne commence à produire de l'énergie aussi appelée vitesse de démarrage v_d ;
- la vitesse à partir de laquelle on produit la puissance nominale appelée vitesse nominale v_n ;
- La vitesse maximale de vent jusqu'à laquelle l'éolienne continue à produire de l'électricité appelée vitesse limite v_l . Après cette vitesse l'éolienne est placée en drapeau de manière à ce que la surface des pales soit placée dans l'axe du vent, dans ce cas il n'a plus de puissance transmise par l'éolienne.

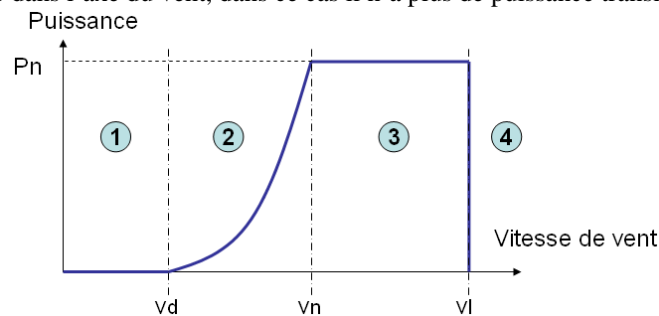


Figure 1.15 Courbe de puissance récupérée en fonction de la vitesse de vent

En outre, quatre zones apparaissent sur cette caractéristique : les zones 1 et 4 où il n'y a pas d'électricité produite, la zone 2 qui correspond à une zone où la puissance transmise à la turbine est la puissance maximale récupérable par les pales et la zone 3 où la puissance transmise à la génératrice est limitée à sa puissance nominale.

Pour le concepteur de la génératrice électrique, la caractéristique qui va l'intéresser est la caractéristique puissance en fonction de la vitesse de rotation de turbine qui est donnée Figure 1.16.

L'élément dimensionnant d'une machine est le couple, la machine sera donc dimensionnée pour le point (P_{max} , Ω_{max}) en service de fonctionnement continu (service S1).

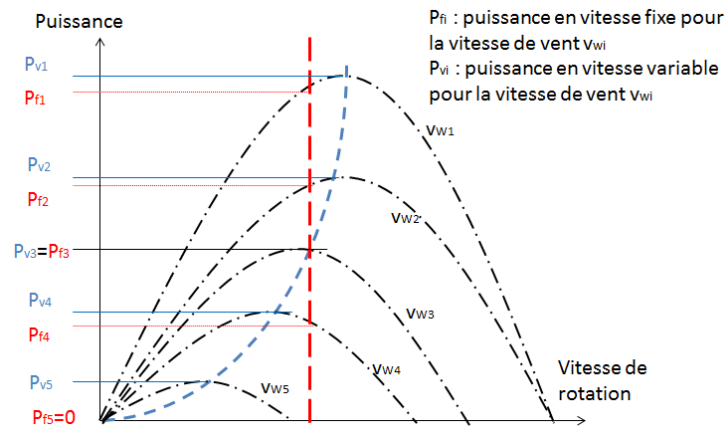


Figure 1.16 Caractéristique de la puissance en fonction de la vitesse de la génératrice (régulation stall en rouge, régulation pitch en bleu)

Sur cette figure, on observe également que quelque soit la vitesse de vent, la puissance qui est récupérée à partir d'une régulation de type « pitch » et d'une machine à vitesse variable est toujours supérieure ou égale à la puissance en cas de régulation de type « stall » où la machine est utilisée à vitesse fixe.

Le but de la génératrice est également de produire, pour une vitesse de vent donnée, le maximum de puissance. Pour cela, il est intéressant de forcer le point de fonctionnement de l'éolienne en utilisant des algorithmes de MPPT (Maximum Power Point Tracking), dans la zone 2 de la Figure 1.14, l'expression [1.8] tirée de [Cou08] permet d'obtenir cette puissance.

$$P_{MPPT} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\rho_{air} \cdot \pi \cdot R_{pales}^5 \cdot C_{Poptimal} \cdot \Omega^3}{\lambda_{optimal}^3} [1.8]$$

où P_{MPPT} représente la puissance du point de fonctionnement recherché, $C_{Poptimal}$ le coefficient de puissance et $\lambda_{toptimal}$ la vitesse spécifique à ce point de fonctionnement.

Une fois les caractéristiques connues on peut s'attarder sur le choix de la topologie de générateur électrique qui réalisera la conversion du mouvement de rotation de l'arbre en énergie électrique.

Différentes topologies de machines sont rencontrées dans l'industrie, les plus répandues étant les machines asynchrones. Toutefois, pour certaines applications, l'utilisation d'une machine synchrone est plus intéressante, en particulier pour les machines à fort couple et/ou à faible vitesse de rotation où la polarité est élevée. Le paragraphe qui suit fait un état de l'art des topologies de machines et des architectures de chaînes de conversion pouvant être rencontrées dans les génératrices éoliennes de fortes puissances ($>1\text{MW}$) ; d'autres solutions peuvent être rencontrées pour des dispositifs de plus faible puissance, mais l'étude se focalise sur les systèmes de puissances plus importantes.

Petite remarque, le fait que différentes solutions existent ne conduit pas à se limiter à l'une d'entre elles : la réalisation de réseau, où différentes topologies peuvent être rencontrées, est possible comme c'est le cas pour le parc offshore « Alpha Ventus » [The12] où 6 machines synchrones (génératrices des éoliennes M5000 Areva) et 6 machines asynchrones (génératrices des éoliennes Repower 5M) sont installées.

2.2. Technologie à partir des machines asynchrones

Les machines asynchrones sont les plus rencontrées dans l'industrie. Ce qui les rend appréciables est leur coût et leur facilité de réalisation. Le domaine où leur utilisation était la moins adaptée était celui des applications à vitesse variable mais, étant donné les progrès réalisés dans les convertisseurs statiques, cette barrière a été franchie depuis plusieurs années associée au développement de commandes adaptées comme les commandes vectorielles et scalaires en V/f constant, qui sont décrites dans l'annexe 2.

Une machine asynchrone est composée d'un stator, réalisé à partir de tôles empilées possédant des encoches dans lesquelles des conducteurs en cuivre sont insérés et alimentés par des courants alternatifs.

Pour le rotor 2 grandes familles sont rencontrées :

- Les rotors à cage, Figure 1.17: un cylindre en tôle avec des encoches réalisées sur le diamètre extérieur accueille une cage de Faraday ou plus familièrement cage d'écureuil. La cage est réalisée à partir de barres en cuivre, en aluminium ou en acier.
- Les rotors bobinés, Figure 1.18: des bobines, soit en court-circuit, soit connectées à des bagues sont placées sur le rotor.

Dans les 2 cas un arbre permet de transmettre le mouvement.

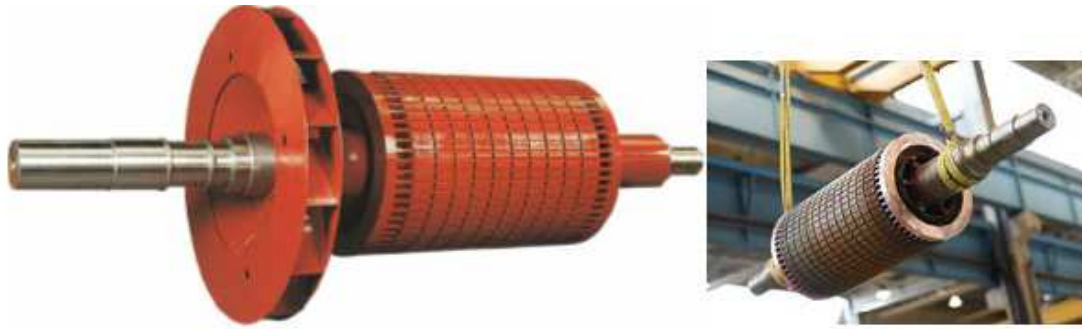


Figure 1.17 Rotors à cage d'écureuil



Figure 1.18 Rotor à bagues

La désignation asynchrone provient du fait que cette machine ne tourne pas à la même « vitesse » que le champ magnétique tournant dans l'entrefer. L'écart entre ces 2 vitesses de rotation est appelé glissement et est défini par [1.9].

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad [1.9]$$

où Ω_s représente la vitesse de synchronisme, définie par [1.10], Ω la vitesse de rotation du rotor de la machine, ω la pulsation, f la fréquence et p le nombre de paires de pôles.

$$\Omega_s = \frac{\omega}{p} = \frac{2\pi f}{p} \quad [1.10]$$

Plus d'informations sur la machine asynchrone sont données en annexe 2.

La plupart du temps, les machines asynchrones rencontrées sont des moteurs mais il est également possible de les utiliser en génératrices. Dans ce cas, le transfert de puissance s'effectue de l'arbre vers le réseau. Plusieurs modes de fonctionnement sont alors rencontrés en fonction du glissement comme décrit Figure 1.19.

Pour une application éolienne la vitesse de la turbine est inférieure à 20 tr/min pour des puissances supérieures à 1MW. À ces vitesses, la topologie de machine rencontrée est de type « couple » avec un grand diamètre en comparaison avec sa longueur et également un grand nombre de pôles.

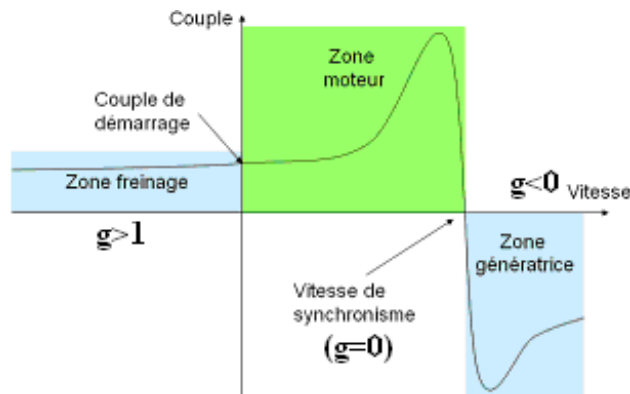


Figure 1.19 Zones de fonctionnements d'une machine asynchrone

Comme on peut le voir sur l'expression [1.11] tiré de [Lat06], l'utilisation d'un nombre élevé de pôles conduit à une faible impédance magnétisante, et également à des flux de fuites importantes. Si les fuites sont importantes le courant statorique nécessaire pour produire le couple est grand : le déphasage entre le courant et la tension sera également grand.

$$L_m = \frac{k_l \mu_0 D L}{e_{eff}} \left(\frac{k_{bl} N_{sp}}{p} \right)^2 \quad [1.11]$$

où p est le nombre de paires de pôles, D est le diamètre de l'alésage, L est la longueur utile de fer, e_{eff} est l'entrefer effectif, k_l est un coefficient dépendant de la machine, k_{bl} est le coefficient de bobinage du fondamental, N_{sp} est le nombre de spires en série par phase et μ_0 est la perméabilité magnétique du vide.

En conclusion, une machine asynchrone à faible vitesse qui a un grand nombre de pôles aura un facteur de puissance faible. Par ailleurs, plus l'impédance magnétisante est faible, plus le courant nécessaire pour magnétiser la machine est grand. Cela conduit à une augmentation du courant dans la machine, donc à des pertes par effet Joule plus importantes et à un rendement faible.

C'est pour cela que l'on place généralement des multiplicateurs entre la turbine et la génératrice, (le principe est décrit Figure 1.20), k_m représente le facteur entre les vitesses. Quand k est supérieur à 1, le multiplicateur permet de réduire le couple et d'augmenter la vitesse de l'arbre. Cette transformation doit se faire en limitant les pertes de puissance, il faut donc que les pertes du multiplicateur soient faibles.

L'augmentation de la vitesse de rotation de l'arbre de la génératrice permet de réduire la polarité de la machine et d'avoir des machines moins volumineuses car le couple est plus faible.

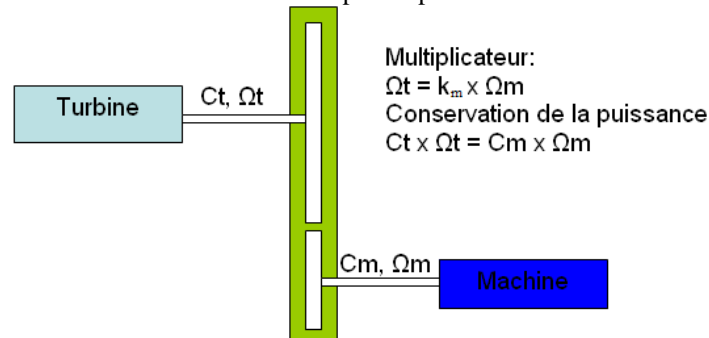


Figure 1.20 Principe du multiplicateur de vitesse

Du fait de la présence d'efforts importants sur les dents du multiplicateur, les efforts sur les éléments constituant le multiplicateur (généralement des roues dentées) sont importants ce qui augmente le risque de casse. Des problèmes sur multiplicateur sont souvent rencontrés et nécessitent généralement des réparations de grande envergure [Rec10].

2.2.1. Machine asynchrone à vitesse fixe

Les premières éoliennes destinées à la production d'énergie électrique utilisaient le système de régulation « stall », une génératrice à vitesse fixe était rencontrée. Cette chaîne de conversion autorisait l'utilisation de machines directement couplées au réseau, voir la Figure 1.21. Aujourd'hui cette topologie n'est plus rencontrée pour les éoliennes de forte puissance car elle ne permet pas d'optimiser la puissance récupérée par la génératrice.

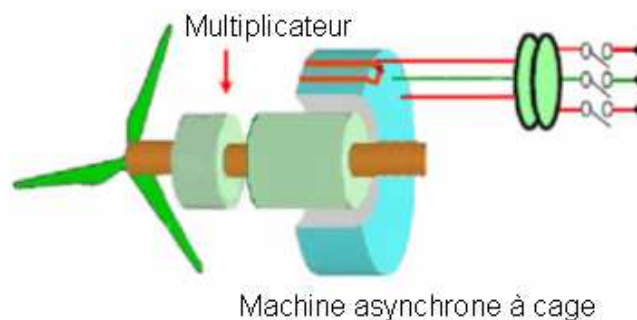


Figure 1.21 Topologie machine asynchrone à vitesse fixe directement couplée au réseau

2.2.2. Topologies à vitesse variable

Pour pouvoir travailler à vitesse variable et garder un bon rendement, un système permettant de modifier la fréquence des courants au stator est indispensable. Ce type de système conduit néanmoins à ajouter des convertisseurs électroniques de puissance coûteux dans la chaîne de conversion comme on peut le voir Figure 1.22.

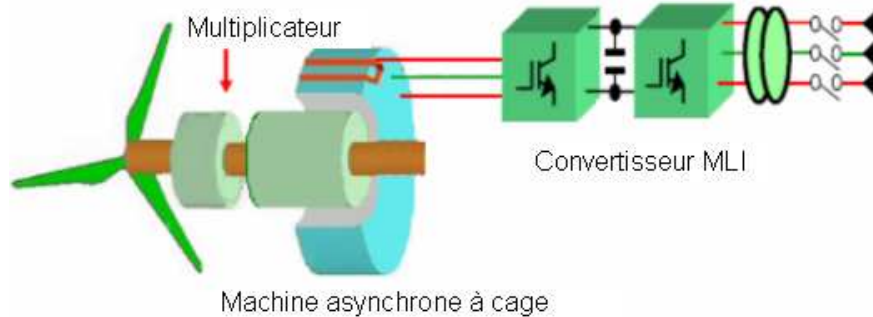


Figure 1.22 Topologie machine asynchrone à vitesse variable connectée au réseau par convertisseur

Dans le but de réduire le coût du convertisseur statique, des machines à bagues sont utilisées. Le rotor de la machine est alors bobiné et l'utilisation de bagues sur lesquelles des balais viennent frotter permet aux courants rotoriques de circuler à l'extérieur de la machine.

Ces balais peuvent être connectés, soit à des résistances variables, il s'agit du concept « optislip » de Vestas [Dan12], décrit Figure 1.23, soit au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur d'électronique de puissance proposée Figure 1.24.

Cette dernière solution, dénommée également MADA (machine asynchrone à double alimentation, en anglais DFIG : doubly fed induction generator), est actuellement la plus rencontrée pour les éoliennes installées sur terre (« on shore »), car elle permet de travailler sur une plus large plage de vitesse que la solution avec résistances variables. Elle permet d'avoir un coût intéressant, mais en revanche elle nécessite des opérations de maintenances périodiques pour changer les balais. A cause du multiplicateur, la fiabilité de cette solution est compromise. Vestas, Gamesa, GE et Repower entre autres proposent des turbines équipées de ce type de génératrice.

Remarque : A l'inverse d'une machine à courant continu, où l'utilisation du système balai/collecteur peut provoquer des étincelles au moment de la commutation d'un collecteur au collecteur suivant, dans le cas des rotors à bagues, les balais sont en permanence en contact avec les bagues, il n'y a pas de « commutations ».

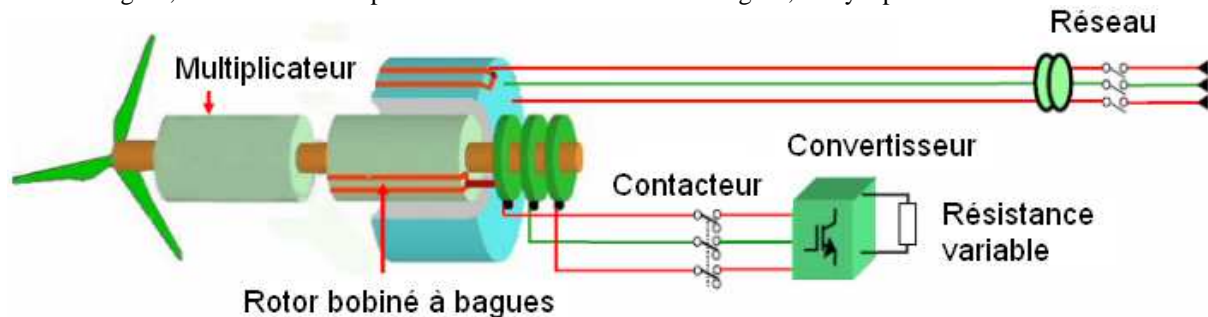


Figure 1.23 Topologie machine asynchrone avec rotor à bagues à vitesse variable

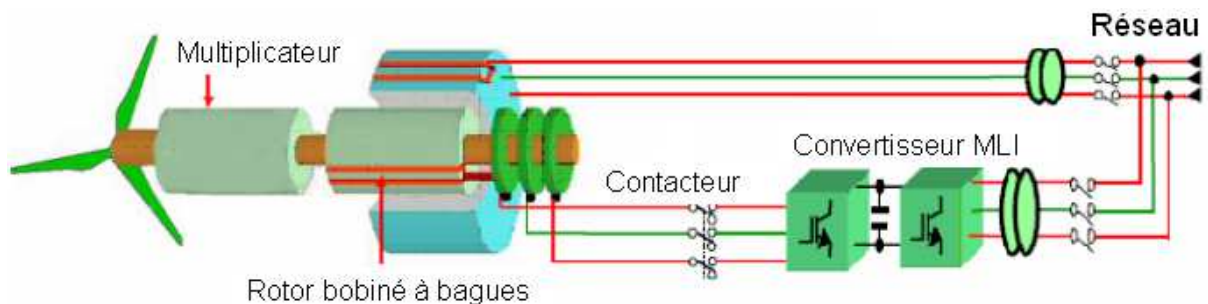


Figure 1.24 Topologie machine asynchrone avec rotor à bagues double alimentée (MADA)

La plage de vitesse dépend des caractéristiques du dispositif connecté au rotor pour les solutions des Figure 1.23 et Figure 1.24. Pour les MADA, les convertisseurs statiques sont dimensionnés à environ 30% de la puissance nominale de la machine et autorisent une variation de vitesse de 30% autour de la vitesse de rotation nominale de la génératrice.

Le convertisseur statique est utilisé pour faire varier la fréquence des courants rotoriques. De cette manière il est possible de faire varier le glissement de la machine. Si la fréquence est plus faible que la fréquence statorique ou fréquence de synchronisme, on fonctionne alors en mode hyposynchrone. Le rotor consomme de la puissance supplémentaire, le détail du transfert de puissance est donné Figure 1.25.

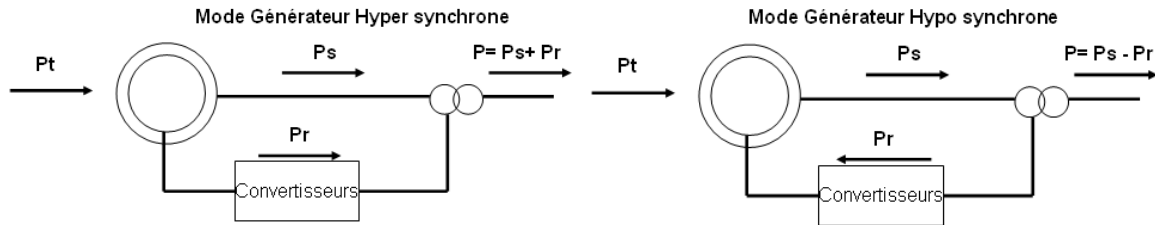


Figure 1.25 Transfert de puissance dans le cas des MADA

Si la fréquence est plus grande que la fréquence de synchronisme, on fonctionne alors en mode hypersynchrone. Dans ce cas, le transfert de puissance s'effectue du rotor vers le réseau.

Dans le cas d'une application éolienne, on voit Figure 1.26 que les deux modes de fonctionnement sont rencontrés : quand la vitesse de vent est élevée la génératrice fonctionne en mode hypersynchrone, et elle fonctionne en mode hyposynchrone en cas de vent plus faible.

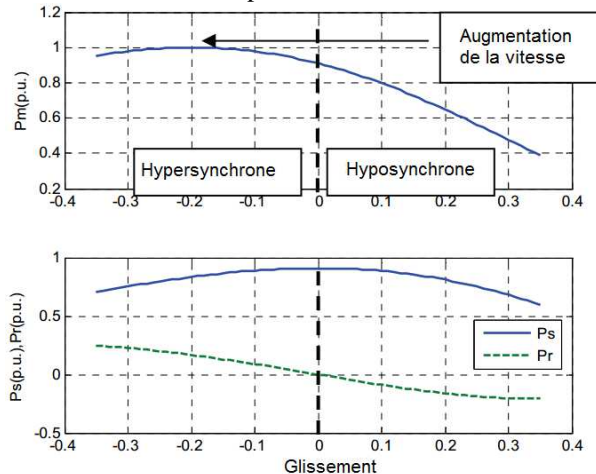


Figure 1.26 Evolution des puissances : puissance mécanique (P_m), puissance au rotor (P_r) et au stator (P_s) en fonction du glissement pour une MADA [Fle10]

Quand ce sont des résistances qui sont placées sur le rotor, des gradateurs sont utilisés entre les bagues et les résistances, dans le but de faire varier artificiellement leurs valeurs. Cela se traduit sur la caractéristique du couple en fonction de la vitesse par un déplacement du couple maximal vers les basses vitesses quand la résistance augmente, comme c'est le cas Figure 1.27.

L'inconvénient de cette solution est que la variation de la résistance conduit à l'augmentation des pertes rotoriques et donc à une réduction du rendement du dispositif.

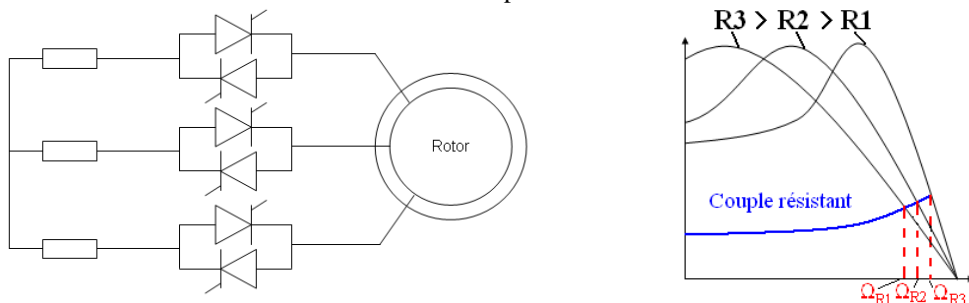


Figure 1.27 Gradateur de glissement rotorique (à gauche) courbe de couple (à droite)

2.3. Technologie à partir des machines synchrones

Dans une machine synchrone la vitesse de rotation est liée à la fréquence d'alimentation par le nombre de pôles. Le fonctionnement à vitesse variable de la machine synchrone nécessite l'utilisation de convertisseurs de puissances placés entre le stator et le réseau pour modifier la fréquence ; il est alors possible de travailler sur la plage de vitesse de 0 tr/min à la vitesse nominale. Néanmoins, le stator de la machine peut être construit de la même façon que celui d'une machine asynchrone.

L'utilisation de convertisseurs pour alimenter le stator de la machine rend possible, avec les topologies de machines synchrones, l'obtention de rendements élevés avec un grand nombre de pôles, ce qui permet, le cas échéant, de ne pas utiliser de multiplicateur de vitesse.

Deux technologies sont rencontrées : les machines à rotor bobiné (réalisation proche des rotors des MADA à la différence que le courant rotorique est continu) et les machines à aimants permanents, où il n'est pas nécessaire d'alimenter le rotor de la machine pour créer un flux (car le flux est présent tant que les aimants sont magnétisés¹).

2.3.1. Rotor bobiné

Cette topologie est équivalente à celle que l'on rencontre pour les alternateurs de fortes puissances (centrales hydrauliques par exemple). Dans le cas d'une application éolienne, la chaîne de conversion de puissance est décrite Figure 1.28.

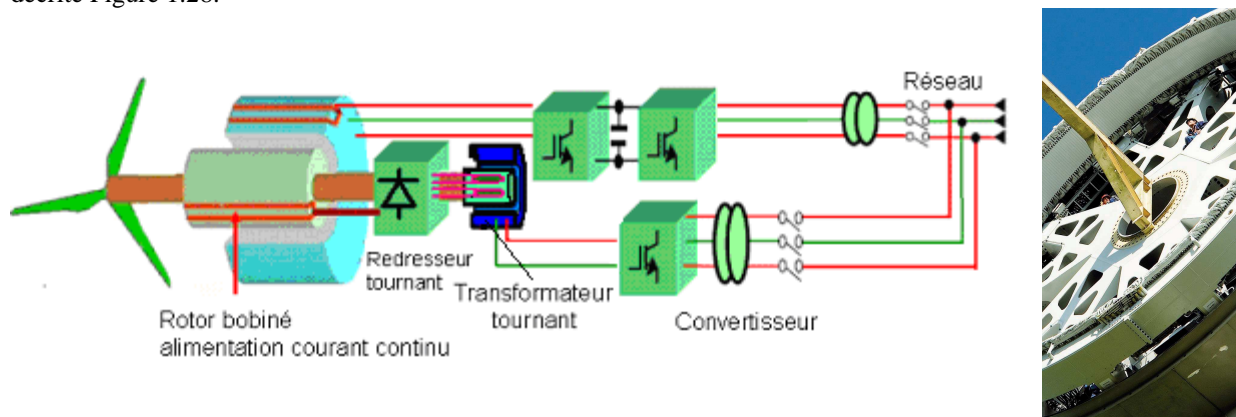


Figure 1.28 Topologie à rotor bobiné (à gauche) et photo génératrice éolienne Enercon (à droite)

L'alimentation en courant continu des pôles rotoriques (électroaimants) de la MSRB (machine synchrone à rotor bobiné) peut se faire de 2 manières. La première consiste à utiliser des bagues, comme pour la MADA : des charbons viennent alors frotter sur ces bagues pour effectuer un contact et amener le courant sur la partie mobile.

La deuxième méthode consiste à amener du courant par l'intermédiaire d'un transformateur tournant (ou excitatrice à diodes tournantes). Des enroulements primaires sont placés à proximité de la machine et ces enroulements sont alimentés (en alternatif ou en continu) par un convertisseur statique. Sur la partie en rotation illustrée Figure 1.29, des bobinages (i.e. le secondaire) sont connectés à un redresseur à diodes, placé également sur la partie en rotation. L'alimentation du primaire induit des courants alternatifs au secondaire (comme dans un transformateur) et ces courants sont redressés par l'intermédiaire des diodes, permettant ainsi d'alimenter les pôles (bobinage rotor) en courant continu.

Des dispositifs de protection (fusibles, varistances) peuvent également être ajoutés sur les parties en rotation.

Le stator de la génératrice est connecté à un bus continu par l'intermédiaire d'un redresseur. Ce redresseur peut soit être constitué d'interrupteurs commandables, soit de diodes. Dans le cas de diodes, il est nécessaire d'ajouter un hacheur dans le but d'effectuer la régulation du bus DC. Cette topologie impose de travailler avec un facteur de puissance égal à un, ce qui conduit à sur-dimensionner la génératrice². Enercon, avec ce type de système, est devenu l'un des leaders sur le marché de l'éolien : c'est d'ailleurs la seule entreprise à l'heure actuelle parmi les leaders du marché à proposer des systèmes à attaque directe pour la conversion de l'énergie éolienne.

¹ La manipulation des aimants est d'ailleurs rendue complexe à cause de cela

² Avoir un facteur de puissance unitaire ne permet pas de maintenir les flux stator et rotor en quadrature, on ne tire pas le maximum de couple de la machine.

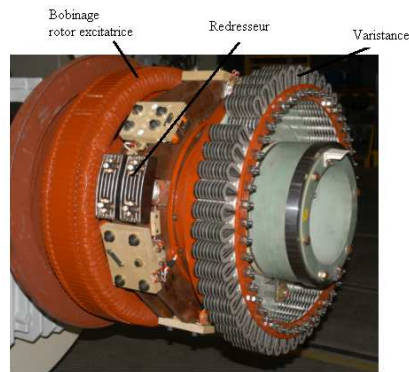


Figure 1.29 Parties tournantes permettant d'alimenter en courant continu les enroulements rotoriques

2.3.2. Rotor à aimants permanents

Dans les 2 cas qui sont actuellement les plus fréquents pour les génératrices rencontrées dans les éoliennes de forte puissance (MADA et MSRB), l'inconvénient est qu'il est nécessaire d'alimenter le rotor de la machine, ce qui nécessite l'utilisation de contacts mécaniques ou de dispositifs assez complexes. Ces 2 critères ont pour conséquence de réduire la fiabilité des systèmes. Un moyen d'éviter ce problème est d'utiliser des aimants permanents. La chaîne de puissance obtenue pour une MSAP (machine synchrone à aimants permanents) est alors décrite Figure 1.30.

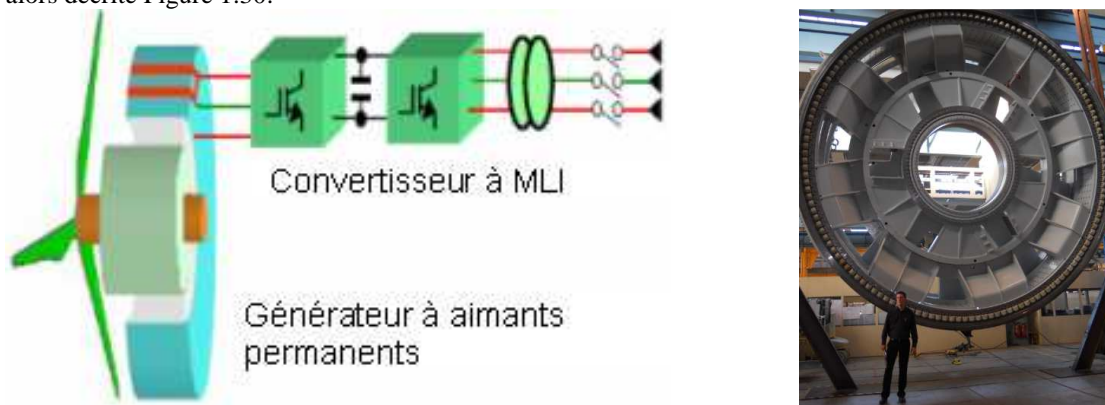


Figure 1.30 Topologie à aimants permanents à attaque directe (à gauche) et photo d'un stator (à droite)

L'inconvénient de cette machine est que l'excitation est toujours présente : même quand la machine est à l'arrêt, il existe un flux magnétique au sein de la machine du fait de la présence des aimants. Cela conduit également à un couple de détente (ou coupe à l'arrêt) toujours présent, et des forces (ou contraintes) sur les parties métalliques (assemblage). Plusieurs sociétés ont développé ce type de génératrices (Zéphir, Avantis), mais elles ne sont pas à l'heure actuelle des acteurs principaux du marché.

Une topologie dite hybride est également rencontrée ; cette topologie est décrite Figure 1.31. Un multiplicateur de plus faible rapport de transformation que dans le cas des machines asynchrones à double alimentation est associé à une génératrice à aimants permanents. Actuellement, cette solution proposée par Areva Wind Multibrid a une part de marché plus importante que les solutions à aimants à attaque directe.

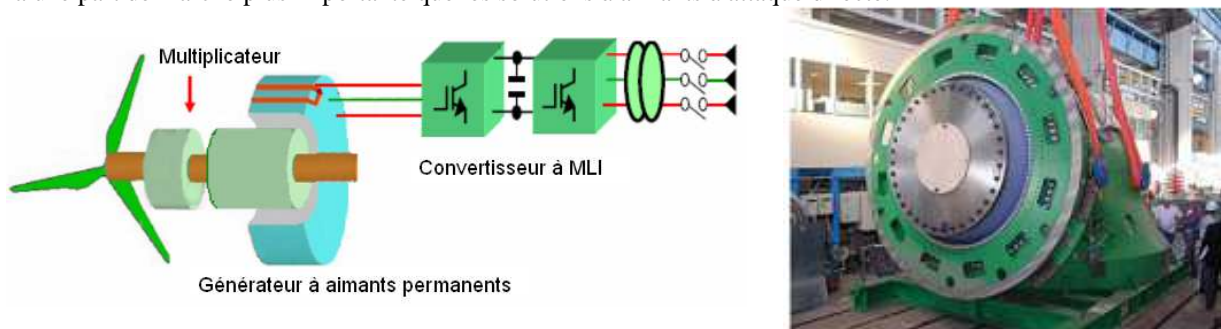


Figure 1.31 Topologie hybride (à gauche) et photo génératrice Areva Multibrid M5000 (à droite)

Il est possible de trouver dans la littérature des comparaisons entre ces différentes topologies (exemple [Pol06]) en vue d'une application pour génératrice éolienne. Un résumé des différentes observations est donné Table 1.10.

Table 1.10 Comparaison des technologies de génératrice

	MADA	MSRB	MSAP	Hybride
Coût	++	-	-	+
Dimensions	++	-	-	+
Energie annuelle produite	-	+	++	+
Fiabilité	--	+	++	-

Pour autant, la Table 1.10 ne permet pas de comparer les chaînes de conversion complètes. Considérant la nacelle, si le critère qui doit être privilégié est la masse du système de conversion (multiplicateur+génératrice), la solution à aimants est intéressante. En revanche, cette solution est chère.

Cette même différence de coût peut être atténuée si l'on prend en compte l'éolienne complète. En effet, si la masse de la nacelle est réduite, cela peut conduire à réduire les dimensions du mât ; comme on peut le voir Figure 1.32, la technologie à aimants possède de meilleurs rendements sur la plage de vitesse de fonctionnement de la génératrice. La Figure 1.32 donne le résultat d'une comparaison issue de [Mat11] de différentes technologies est donné, en revanche les conditions de cette comparaison de dimensionnements ne sont pas clairement présentées, l'énergie produite annuellement est plus importante (cf. Figure 1.33) et donc plus d'énergie peut être récupérée.

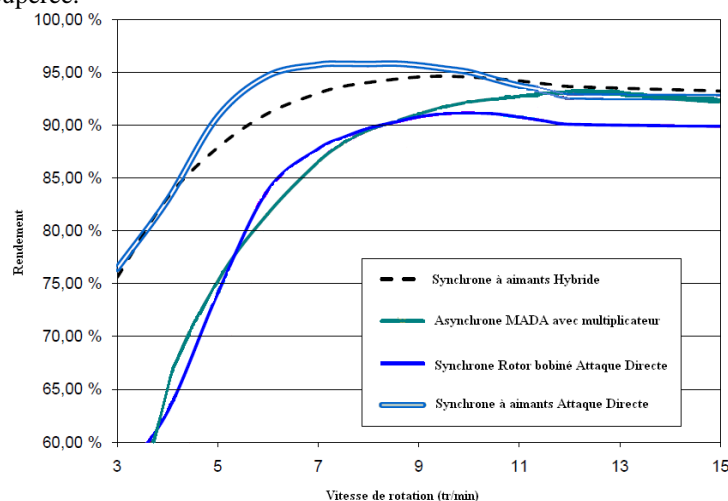


Figure 1.32 Rendements sur la plage de vitesse en fonction de la technologie [Mat11]

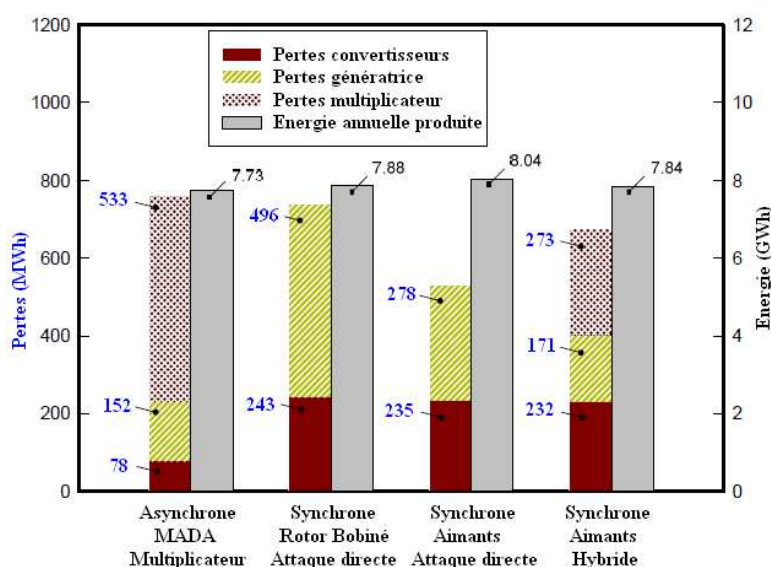


Figure 1.33 Comparaison de l'énergie annuellement perdue/produite en fonction de la technologie (extrait de [Ban08])

L'utilisation des technologies synchrones permet d'avoir les systèmes produisant le plus d'énergie. En revanche, ces systèmes nécessitent la présence de moyens de conversion importants pour réaliser leur alimentation ce qui se traduit par des coûts importants.

Il semble que les solutions à attaque directe, en plus de ne pas utiliser de multiplicateur, sont celles qui permettent de récupérer le plus d'énergie, ces solutions sont donc être intéressantes.

D'autres facteurs rendent cette technologie intéressante comme nous allons le voir dans ce qui suit.

3. L'attaque directe

L'un des grands débats qui a agité le monde de l'éolien est le choix d'une topologie à attaque directe ou l'utilisation d'une topologie avec multiplicateur de vitesse. Pour beaucoup, le prix attrayant d'une solution avec génératrice asynchrone donne la réponse à cette question. De ce fait, l'utilisation de la MADA est devenue la solution la plus rencontrée sur le marché. Même si les premières boîtes de vitesses tombaient très souvent en panne, cette topologie a réussi à percer. Comme on a pu le voir dans le premier paragraphe de ce chapitre, l'installation offshore pourrait voler la vedette aux systèmes installés sur terre. L'inconvénient des systèmes offshore est que leur accès n'est pas possible durant toutes les périodes de l'année.

L'installation de dispositif fiable et nécessitant peu de maintenance est recommandée et même imposé par les gestionnaires de parcs qui imposent des taux de panne dans leurs spécifications. Des notions de fiabilité sont présentées en annexe 3.

Les multiplicateurs sont un handicap car même si leur fiabilité s'est améliorée au fil des années, leur utilisation nécessite des opérations de maintenance périodique au cours de leurs cycles de vie.

C'est peut-être une chance pour les systèmes à entraînement direct. Néanmoins, ce choix conduit à réaliser des machines de fort couple et donc ayant des diamètres importants. De plus, devant l'augmentation actuelle du coût des matériaux (cuivre et aimants), l'attaque directe utilisant une quantité importante de ces matériaux, a vu sa compétitivité se détériorer au cours de ces derniers mois.

Le compromis des solutions hybrides, permettant de réduire le coût des matériaux sans trop dégrader ni le rendement, ni la masse de la chaîne de conversion de puissance, peut être intéressant. C'est la solution vers laquelle les principaux acteurs du marché de l'éolien sont en train de se diriger (Gamesa, Vestas) en vue de développer des systèmes adaptés aux contraintes de l'offshore comme on peut le constater Table 1.11 où les éoliennes dédiées aux applications « offshore » sont présentées. On observe l'augmentation des puissances si l'on compare les valeurs de la Table 1.11 avec celles de la Figure 1.5.

Table 1.11 Liste des turbines éoliennes pour « l'offshore » (prototype fin 2012) [Vri11]

Modèle	Puissance	Diamètre des pales	Technologie
Technologie avec boîte de vitesse et machine rapide			
Bard	5 MW	122 m	MADA
Bard	6.5 MW	122 m	Aimants permanents
Repower	5 et 6MW	126 m	MADA
Siemens SWT	3.6 MW	107 et 120 m	Asynchrone
Sinovel SL	3 MW	91.3 m	MADA
Sinovel SL	6MW	128 m	Asynchrone
Vestas V90	3 MW	90 m	MADA
Technologie avec boîte de vitesse et machine à vitesse intermédiaire			
Areva Multibrid	5 MW	116 m	Aimants permanents
Gamesa G11X	5 MW	128 m	Aimants permanents
Vestas	7 MW	164 m	Aimants permanents
Technologie sans boîte de vitesse			
Alstom Wind Haliade 150	6MW	150 m	Aimants permanents
GE	4.1 MW	113 m	Aimants permanents
Nordex	6 MW	150 m	Aimants permanents
Siemens SWT	6 MW	120 m	Aimants permanents
STX	2 MW	72 m	Aimants permanents
XEMC Windpower	5 MW	115 m	Aimants permanents

4. Les machines à aimants

Le choix de s'intéresser aux machines à aimants permanents a été effectué, le partenaire industriel ayant jugé intéressant cette topologie d'un point de vue stratégique. Des premiers prototypes de machine ont été réalisés par le passé (propulsion navale de type « POD » et génératrice « hybride »). En revanche, afin d'augmenter le catalogue de produit, il était nécessaire de se focaliser sur l'attaque directe et de développer une génératrice à aimant permanent à fort couple.

Beaucoup de topologies de machines à aimants permanents peuvent être rencontrées dans la littérature [Lat06] [Sal04] [Gie02]. Cette section propose un bref état de l'art des topologies qui pourraient être utilisées dans le cas de génératrices pour les applications éoliennes. Une description et une critique de ces systèmes seront faites afin de définir le gain que ces technologies pourraient apporter en vue de la transformation de l'énergie du vent en électricité.

De façon préliminaire, on peut remarquer que deux types de machines sont rencontrés : les machines linéaires et les machines tournantes. Dans une application de type éolienne, à cause du mouvement rotatif des pales, il est évident qu'une machine tournante est mieux adaptée.

4.1. Direction du flux

L'un des paramètres qui influence le plus le design de la machine que l'on veut réaliser est la direction du flux au niveau de l'entrefer. Les différentes solutions sont décrites Figure 1.34 et Figure 1.35. Trois solutions existent :

- Flux radial : c'est la solution « classique » ; le rotor et le stator sont de formes cylindriques. L'entrefer est équivalent à un tube, la direction principale du flux est normale aux cylindres. La puissance de la machine peut être augmentée à diamètre figé en augmentant la longueur des cylindres ;
- Flux axial : le rotor et le stator sont des disques, l'entrefer également. Il est possible avec cette technologie d'« empiler » plusieurs stators et rotors pour augmenter la puissance de la machine ;
- Flux transverse : la direction du flux est perpendiculaire à la direction du mouvement et nécessite des formes de culasses complexes.

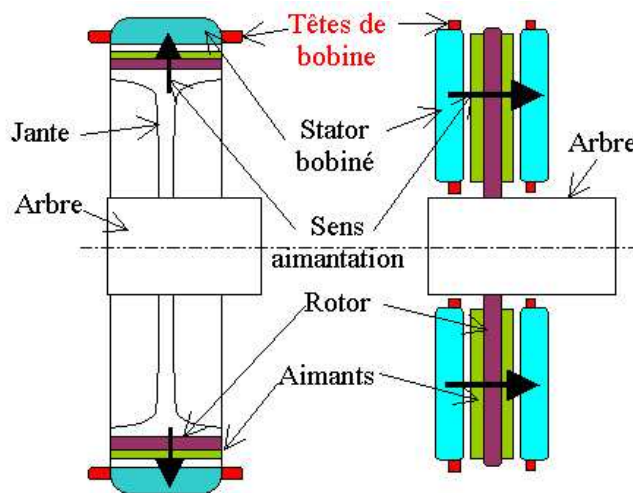


Figure 1.34 Machine à flux radial (à gauche) et à flux axial double stators (à droite)[Mul11]

1.1.1. Flux radial

En comparaison avec la machine à direction de flux axial, les efforts mis en jeu au niveau de l'entrefer sont moins contraignants. Les déformations de la structure de la machine sont donc moindres, ce qui limite leurs déformations.

Par rapport à la machine à flux transverse, les géométries utilisées pour le fer sont plus simples. Le rotor et le stator peuvent être obtenus à partir d'un empilement de tôles, d'une pièce massive de fonderie ou d'un ensemble mécano soudé afin d'obtenir des éléments de formes cylindriques.

Le dernier point qui favorise l'utilisation de cette direction du flux est l'expérience accumulée par les différents constructeurs au cours des dizaines d'années de conception et d'exploitation. Étant donné leur simplicité, les machines de ce type sont les plus courantes dans le milieu industriel.

Dans le domaine de l'éolien, ce type de structure est évidemment la plus rencontrée, quelle que soit la topologie de la machine (synchrone ou asynchrone, avec ou sans multiplicateur).

1.1.2. Flux axial

Étant donné les diamètres mis en jeu, il est possible d'avoir une importante surface d'entrefer pour ce type de machine dans le cas de l'attaque directe.

Seule la société Jeumont [Viz07], qui possède une expérience sur la fabrication de ce type de machine, a réalisé des éoliennes utilisant cette topologie. La génératrice la plus grande a toutefois une puissance inférieure à 1MW.

L'utilisation de cette topologie permet d'avoir une puissance massique plus élevée que dans le cas où la direction du flux est radiale, mais les contraintes mécaniques (garder un entrefer constant) et thermiques (mise en place du système refroidissement du stator difficile) sont fortes et modèrent l'attrait suscité par cette topologie.

1.1.3. Flux transverse

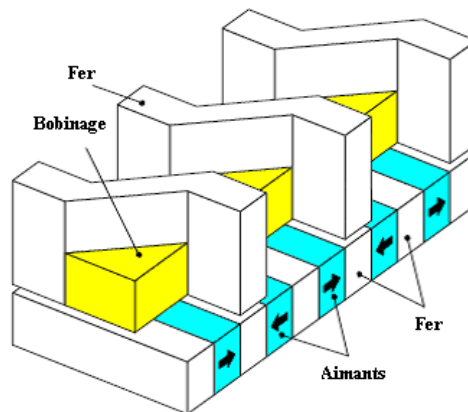


Figure 1.35 Schéma d'une machine à flux transverse [Dub04]

Dans ce cas, l'un des avantages est l'absence des têtes de bobines (parties non actives de la machine mais nécessaires pour diriger le courant) qui implique la diminution des pertes par effet Joule. À ce jour, aucun constructeur de génératrice à aimants, pour le domaine de l'éolien, n'utilise cette technologie. La fabrication étant compliquée, donc coûteuse, elle aura du mal à rivaliser avec les autres technologies.

1.1.4. Conclusion

En partant de la comparaison [Ban08], dont les résultats trouvés sont donnés Table 1.12, on s'aperçoit que certaines conclusions sont différentes de celles évoquées dans les paragraphes précédents. En effet, comme évoqué précédemment, le couple massique des machines à flux axial devrait être plus important que celui des machines à flux radial, observation également faite par [Viz07]. Il est ainsi possible que la prise en compte des parties structurelles, qui devront être plus importantes pour la machine à flux axial étant donné les efforts plus importants, conduise à la conclusion donnée par [Ban08] sur le couple massique.

Table 1.12 Comparaison des performances des différentes topologies [Ban08]

	Flux radial	Flux axial	Flux transverse
Couple massique	Elevé	Plus faible	Elevé
Masse de fer	Référence	Plus élevée	Plus élevée
Pertes par effet Joule	Référence	Equivalentes	Plus faibles
Facteur de puissance	Bon	Bon	Plus faible

Au vu des performances présentées dans le tableau et des observations données dans ce paragraphe, l'intérêt d'utiliser une structure plus difficile à réaliser au niveau fabrication n'est pas flagrant : pas de retour d'expérience et pertes de densité de puissance. La machine à flux radial semble donc mieux adaptée à la réalisation de génératrices pour équiper les éoliennes.

4.2. Forme de la FEM

Deux catégories de formes d'ondes sont rencontrées pour les forces électromotrices des machines à aimants.

Une forme d'onde est dite trapézoïdale lorsqu'il y a la présence d'un palier pendant lequel la valeur reste à sa valeur maximale. Cela conduit à une allure proche d'un trapèze, du fait du contenu harmonique important de la FEM. Lorsque le taux de distorsion harmonique de la FEM est faible on dira qu'elle est sinusoïdale. L'un des moyens permettant de modifier la forme d'onde est d'adapter l'aimantation des aimants (Figure 1.36), la largeur polaire ou encore la forme des aimants.

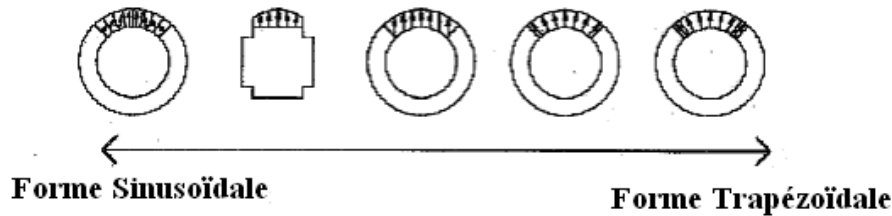


Figure 1.36 Influence de la géométrie sur la FEM [Jah96]

4.2.1. FEM sinusoïdale

Lorsque la forme de la FEM est plus proche d'une sinusoïde que d'un trapèze, on alimente généralement les enroulements de la machine par des courants sinusoïdaux afin d'avoir les pulsations de couple les plus faibles possibles.

Le couple électromagnétique dans ce cas est défini par l'expression [1.12].

$$C = \frac{m \cdot E_{eff} \cdot I_{eff}}{\Omega} = \frac{m \cdot E_M \cdot I_M}{2 \cdot \Omega} \quad [1.12]$$

où m représente le nombre de phases, Ω la vitesse de rotation (en rad/s), E la force électromotrice et I le courant.

La relation [1.13] permettant de lier la valeur maximale et la valeur efficace dans le cas d'ondes sinusoïdales.

$$G_{eff} = \frac{G_M}{\sqrt{2}} \quad [1.13]$$

4.2.2. FEM trapézoïdale

Ce cas correspond à celui de machines ayant des formes d'ondes proches de celles des machines à courant continu, c'est pour cela qu'elles sont souvent dénommées « Brushless DC », le terme brushless soulignant le fait que l'on n'utilise pas de balais dans ces machines ; i.e. il n'est pas nécessaire d'avoir un contact mécanique entre les parties fixes et les parties mobiles de la machine (ce type de machine sera plus détaillé au chapitre 4).

Si la FEM a une forme dite trapézoïdale, on alimente la machine par des courants en créneaux de telle sorte que le produit des 2, à chaque instant, soit constant (Figure 1.37).

En réalité des ondulations non négligeables sont générées au moment des différentes commutations et du fait de la forme non parfaite de la FEM. Dans le but de limiter ces ondulations on choisit généralement une machine ayant un nombre impair de phases afin que se produise une seule commutation simultanée.

Dans le but de pouvoir coupler en étoile les phases de la machine, on travaille en permanence avec une phase non alimentée, l'expression [1.14] devient celle du couple.

$$C = (m-1) \frac{E_M I_M}{\Omega} \quad [1.14]$$

Dans ce cas les expressions entre les valeurs maximales et efficaces et différentes, on aura pour les courants l'expression [1.15] et pour les FEMs l'expression [1.16].

$$I_M = \sqrt{\frac{m}{m-1}} I_{eff} \quad [1.15]$$

$$E_M = \sqrt{\frac{3m}{3m-2}} E_{eff} \quad [1.16]$$

Ces expressions sont celles du cas parfait où la FEM est constante et égale à sa valeur maximale pendant toute la période de commutation du courant.

Le cas idéal deviendrait celui où les FEMs ont des formes rectangulaires (créneaux de 180°) et où la machine serait alimentée sur toutes les phases simultanément par des courants ayant la même forme comme présentée Figure 1.37.

Dans ce cas, l'expression du couple deviendrait [1.17].

$$C = m \frac{E_M I_M}{\Omega} = m \frac{E_{eff} I_{eff}}{\Omega} \quad [1.17]$$

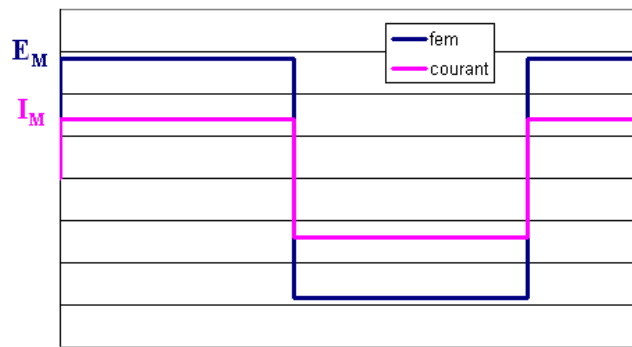


Figure 1.37 Forme d'ondes dans le cas idéal (rectangulaire)

4.2.3. Comparaison pour une machine triphasée

Dans plusieurs articles, les auteurs mettent en évidence un gain de 15% [Pil91] [Jah96] sur les performances quand la machine a une FEM de forme trapézoïdale et qu'elle est alimentée par des courants en créneaux plutôt que des formes d'ondes sinusoïdales, la comparaison des formes d'ondes est présentée Figure 1.38.

Cette valeur est obtenue dans le cas triphasé, où l'expression des puissances est donnée Table 1.13, en effectuant un calcul à pertes équivalentes comme celui présenté Table 1.14. Pour obtenir des pertes équivalentes on considère que les machines doivent être alimentées par le même courant efficace (afin de conserver les pertes par effet Joule) et lorsque les tensions induites ont la même valeur maximale (afin de conserver l'induction dans les parties ferromagnétiques et donc les pertes dans ces parties).

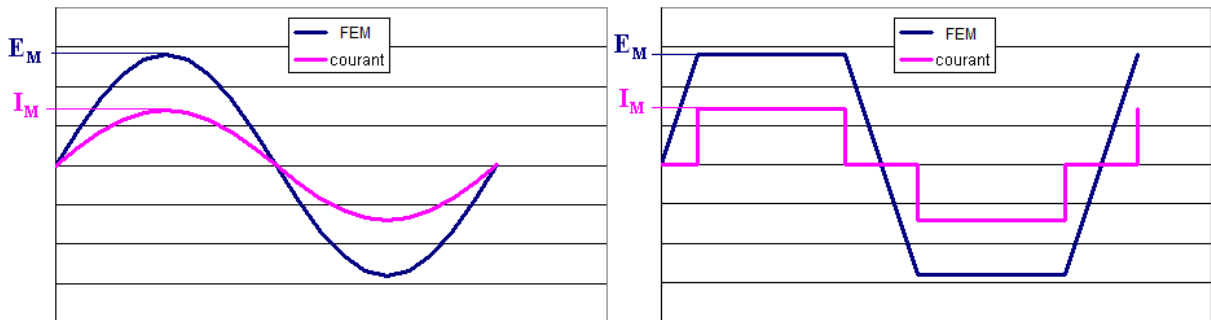


Figure 1.38 Comparaison des formes d'ondes en présence de FEMs sinusoïdales (à gauche) et trapézoïdales (à droite)

Table 1.13 Expressions de la puissance en fonction des formes d'ondes

Formes d'ondes	Courants et FEMs sinusoïdaux	Courants en créneaux et FEMs trapézoïdales
Expressions entre valeur efficace et valeur maximale	$G_{eff} = \frac{G_M}{\sqrt{2}}$	$I_M = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{eff} \quad E_M = \frac{3}{\sqrt{7}} E_{eff}$
Puissance	$P_{MAX} (\psi = 0) = 3E_{eff} I_{eff} = \frac{3E_M I_M}{2}$	$P_{MAX} = 2E_M I_M = \frac{3\sqrt{6}}{\sqrt{7}} E_{eff} I_{eff}$

Table 1.14 Comparaison des performances

Cas	Même Im et Em	Même Ieff et Eeff	Même Im et Eeff	Même Ieff et Em
Gain (trapèze/sinus)	33%	-7%	7%	15%
Gain (rectangle/sinus)	200%	0%	41%	41%

L'indice « m » signifie que l'on considère la valeur maximale d'une grandeur et l'indice « eff » sa valeur efficace.

La comparaison pour des machines polyphasées donnée Figure 1.39 montre que le gain converge vers la valeur de 41% ($\sqrt{2}-1$) qui correspond au cas idéal où les formes d'ondes seraient rectangulaires.

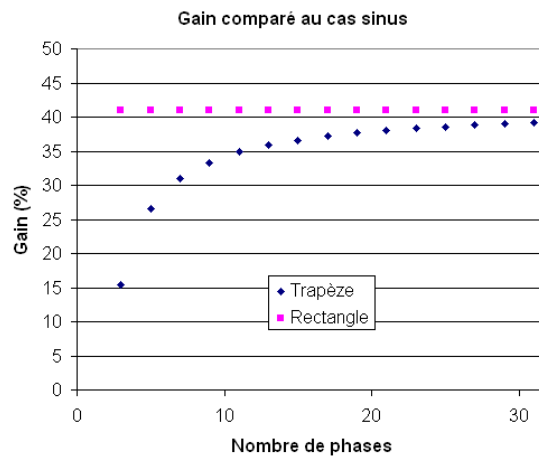


Figure 1.39 Impact du nombre de phases si l'on conserve les pertes équivalentes

Plus on augmente le nombre de phases, plus il est difficile d'obtenir la forme de la FEM souhaitée, et le nombre de commutations augmente. Le gain est donc surestimé.

Néanmoins en vue d'augmenter la densité de couple des machines la solution d'utiliser des FEMs trapézoïdales est intéressante, l'idée sera investiguée dans le chapitre 4.

4.3. Les aimants enterrés

Les aimants dans les machines sont généralement collés ou fixés à la surface du rotor et une frette est utilisée pour éviter qu'ils se décollent sous l'effet de la force centrifuge.

Dans le but d'augmenter la puissance massique des machines à aimants, il est courant dans les nouveaux développements d'enterrer les aimants. Le recours à ce type de solution conduit généralement à créer une saillance au rotor de la machine, ce qui conduit à créer un couple réactif (cf chapitre 2). Plusieurs topologies sont alors envisageables.

Dans un premier temps, des machines utilisant des aimants enterrés dans les rotors vont être présentées. Dans un deuxième temps, des machines où les aimants sont situés au stator et où le rotor n'est constitué que de fer, vont être décrites et une étude comparative, issue de [Zha07], entre une machine à aimants surfaciques et ce type de machine, sera présentée dans le cas d'une utilisation pour la conversion de l'énergie éolienne.

4.3.1. Dans le rotor

Comme mentionné précédemment, l'installation des aimants à la surface du rotor nécessite souvent l'utilisation d'une frette. La frette peut avoir plusieurs fonctions, elle est nécessairement amagnétique pour ne pas compromettre le parcours du flux ; les matériaux pouvant être rencontrés sont alors l'inox et les fibres de carbone. Sa fonction principale lors de son utilisation pour des machines à aimants est de retenir les aimants, dans le cas des machines lentes cette fonction n'a pas forcément lieu d'être.

En revanche, il est toujours nécessaire de protéger les aimants contre la corrosion et contre les chocs.

Enfin, la frette peut également avoir un rôle électromagnétique. Par exemple, une frette conductrice peut limiter les harmoniques dans les aimants et donc les pertes. L'inconvénient des frettes est l'augmentation de l'épaisseur de l'entrefer magnétique et donc la réduction des performances.

Étant donné les propriétés de la frette (isolant thermique qui limite les échanges de chaleur entre le stator et le rotor) la température du rotor augmente ce qui accroît les risques de désaimantation des aimants.

L'insertion des aimants permet de réduire l'épaisseur d'entrefer car cela permet de s'affranchir de la frette. L'insertion des aimants au rotor peut se faire de différentes façons comme celles décrites Figure 1.40.

La solution la moins coûteuse reste néanmoins la solution à aimants en surface, car le rotor semble plus difficile à réaliser dans les autres cas.

La création d'un couple réactant lié au fait que l'inductance de l'axe direct n'est pas la même que celle de l'axe en quadrature [Hei02] va contribuer au couple de la machine et dans certains cas il peut permettre d'utiliser la machine dans des conditions différentes, en effet la saillance peut être bénéfique pour certaines applications [Mul95].

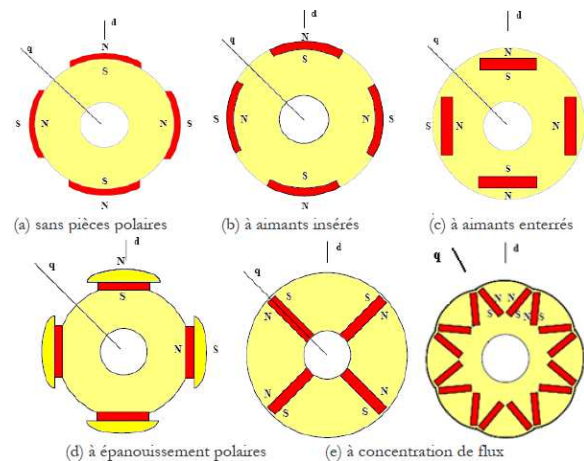


Figure 1.40 Les différentes structures de moteurs synchrones à flux radial [Lat06]

4.3.2. Dans le stator

Deux topologies différentes en vue d'une application de conversion de l'énergie éolienne sont recensées dans la littérature, avec des rotors proches des rotors utilisés pour les machines à réluctance variable, ne comportant que du fer:

- les machines à aimants à commutation de flux, en anglais Flux switching permanent magnet (FSPM) de la Figure 1.41 où le stator est obtenu à l'aide de plusieurs modules. Des aimants sont insérés entre ces modules ferromagnétiques et un bobinage de type concentrique, entourant 2 dents et un aimant, est réalisé.
- les machines à aimants doublement saillantes, en anglais Doubly salient permanent magnet (DSPM) de la Figure 1.41 Cette fois le bobinage est toujours concentrique mais les aimants n'entourent plus les aimants qui sont moins nombreux que dans le cas précédent.

La machine qui a été retenue dans l'article [Zha07] est la machine à commutation de flux (FSPM) et elle a été comparée sur la base de modèle analytique à une machine à aimants en surface en vue d'une adaptation à la conversion de l'énergie éolienne. Le résultat de cette comparaison est donné Figure 1.42.

La conclusion est que l'utilisation de cette topologie permettrait d'avoir un meilleur couple massique et un meilleur rapport coût puissance.

Une maquette d'une puissance de 600W a été réalisé [Zha08]. Les résultats mesurés sur le prototype semblent confirmer les résultats donnés précédemment, avec un gain réalisé sur le coût et sur les performances. Les avantages mis en valeur sont, d'une part le fait que les aimants utilisés sont de forme rectangulaire, ce qui les rend faciles à réaliser et à installer. D'autre part, le rotor ne comportant que du fer, il est robuste et facile à produire.

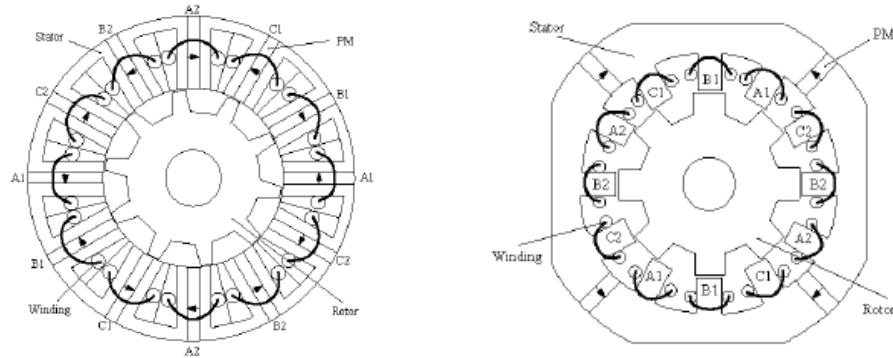


Figure 1.41 Schéma de la machine à commutation de flux (à gauche) et de la machine à double saillance (à droite) [Hua05]

Néanmoins, en vue d'une application de génératrice à attaque directe l'assemblage du stator de cette machine risque d'être difficile si les dimensions des aimants sont importantes, les inconvénients propres aux machines à réluctance variable vont également être rencontrés : faible facteur de puissance et faible rendement.

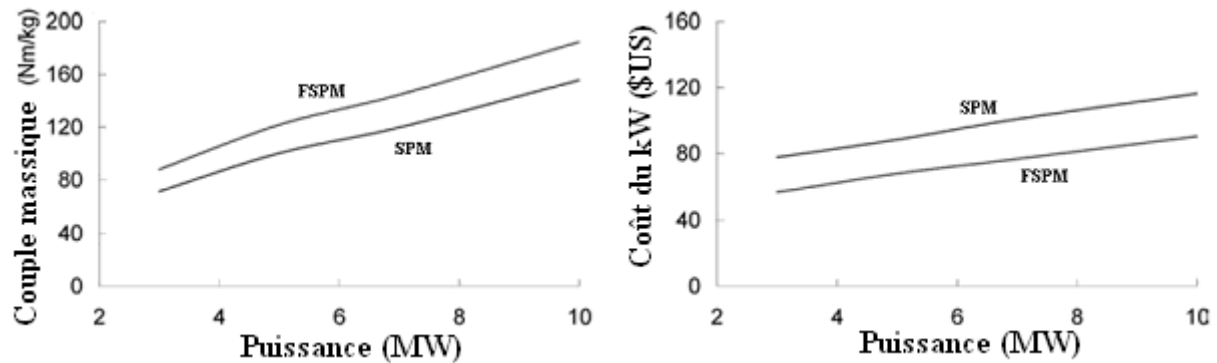


Figure 1.42 Comparaison : Machine à aimants en surface (SPM) et machine à commutation de flux (FSPM) [Zha07]

5. Conclusion

L'essor du marché de l'énergie a conduit les industriels et les scientifiques de manière plus générale à s'intéresser à des systèmes pouvant y trouver des applications.

L'éolien est, à ce jour, la solution qui capte le plus d'attention et sur laquelle les gouvernements misent pour diversifier les moyens de production et se tourner vers les énergies renouvelables. Même si des éoliennes sont rencontrées depuis plusieurs années, le choix d'installer des éoliennes « offshore » est récent. Ce choix nécessite de s'intéresser à de nouvelles technologies pour lesquelles les puissances par unités sont plus importantes et où les contraintes sont plus nombreuses.

Beaucoup d'études sont donc actuellement menées sur la conversion de l'énergie éolienne dans le but d'augmenter les performances, de réaliser des systèmes de puissances plus importants, d'augmenter la fiabilité, de réduire les temps de maintenance, d'améliorer leur contrôle pour augmenter les rendements...

Un état des lieux des systèmes rencontrés dans le cas des puissances supérieures à 1 MW a été réalisé. On voit que le choix d'un moyen de conversion plutôt qu'un autre peut déjà jouer un rôle sur certains aspects. L'attaque directe qui permet de limiter le nombre d'éléments dans la chaîne de conversion et surtout de se passer des multiplicateurs de vitesse est une solution qui va permettre d'augmenter la fiabilité des systèmes de conversion.

Il est vrai que ces modifications conduisent à des systèmes plus coûteux pour la chaîne de conversion, mais ce surcoût ne représente qu'une partie des coûts d'installations, surtout en offshore puisque la réalisation des fondations en mer et la connexion des systèmes aux réseaux terrestres nécessitent des investissements importants. L'amortissement sera plus intéressant pour les systèmes en attaque directe dans lesquels les génératrices sont pilotées par des convertisseurs car il est possible de fonctionner sur des plages de vitesses plus étendues et avec des rendements élevés ce qui conduit à augmenter la production annuelle d'énergie d'une entité.

L'entreprise partenaire de l'étude avait des parts importantes de marchés dans les convertisseurs statiques utilisés pour les MADA mais ne proposait pas de génératrice de ce type, a décidé de proposer des solutions à aimants permanents montés à la surface du rotor et de mettre en avant l'attaque directe, en vue de s'ouvrir au marché des génératrices qui auront pour vocation d'être installées en mer.

L'objectif attendu est donc de trouver une solution compétitive utilisant des aimants permanents pour le marché de l'éolien en mer.

Pour cela, nous allons maintenant détailler les éléments nécessaires au dimensionnement d'une machine synchrone à aimants permanents (caractéristiques des matériaux, modélisation, détermination des performances). Par la suite nous nous intéresserons aux modifications pouvant être faites en vue d'optimiser ce type de machine dans le cadre d'une application fort couple faible vitesse qui se rapproche des applications de générateur utilisé pour la conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique.

Chapitre 2 : Dimensionnements des machines à aimants

Les aimants permanents sont utilisés dans les machines depuis longtemps. Les travaux récents effectués sur leur développement ont permis d'améliorer leurs performances, notamment grâce à l'usage des terres rares, ce qui a conduit à élargir leurs domaines d'application. Etant donné le coût de ces matériaux, leur utilisation est souvent limitée aux machines de petites puissances (<10kW).

Néanmoins, étant donné que les puissances massiques des machines utilisant les nouvelles nuances d'aimants (NdFeB) sont plus élevées que les technologies conventionnelles de machine synchrones et que les machines asynchrones, il est possible de rencontrer des machines à aimants plus puissantes (quelques MW) pour certaines applications, dans lesquelles les encombrements doivent être réduits. On peut citer notamment la propulsion navale, la traction ferroviaire et l'éolien.

Dans ce chapitre, nous allons proposer une modélisation de la machine à aimants permanents, qui sera adaptée à des machines où les aimants sont placés en surface, cette modélisation est celle actuellement utilisée par le calcul électrique afin de répondre aux appels d'offres des clients. Nous allons également évoquer la détermination des performances de ce type de machine en donnant un moyen d'estimer analytiquement les pertes dans les parties les plus importantes (cuivre, aimants et tôles magnétiques).

Nous ferons également une présentation des dispositifs utilisés dans le but de réaliser l'alimentation de ce type de machine. Nous nous focaliserons ensuite sur les défauts qui peuvent être rencontré dans une chaîne de conversion de puissance, le but étant d'avoir une idée assez claire des défaillances afin de proposer une solution avec une fiabilité accrue.

Pour finir, les expressions alors proposées seront utilisées dans le but d'effectuer un calcul d'optimisation, le but étant d'avoir la sensibilité des dimensionnements vis-à-vis de différents paramètres afin de déterminer en fonction du cahier des charges souhaité le design y répondant au mieux.

1. Modélisation

1.1. Première règle de dimensionnement pour estimer la longueur et le diamètre

La première étape de dimensionnement d'une machine consiste à estimer les dimensions au niveau de l'entrefer de la machine. L'élément dimensionnant d'une machine est son couple. L'expression de la force de Laplace d'un conducteur placé dans un champ magnétique en présence d'un courant est donnée par [2.1]. Un couple étant le produit d'une force et d'un bras de levier, dans le cas d'une machine électrique le bras de levier correspond au rayon d'entrefer, on obtient alors l'expression [2.2].

$$\vec{F} = I d\vec{l} \wedge \vec{B} \quad [2.1]$$

où \vec{B} représente l'induction, I l'intensité du courant qui circule dans la direction du vecteur $d\vec{l}$.

$$C = 2F \frac{D}{2} = FD \quad [2.2]$$

Dans cette expression F représente la norme de la force et D le diamètre d'alésage de la machine.

En effet comme on peut s'en rendre compte dans la comparaison présentée en Table 2.1. Pour une puissance donnée, une machine à vitesse lente aura un grand diamètre et une longueur faible devant ce diamètre alors qu'une machine rapide aura quant à elle une longueur plus importante que son diamètre.

De façon simplifiée, il est possible d'utiliser le schéma de la Figure 2.1 pour comprendre l'origine du couple dans une machine électrique.

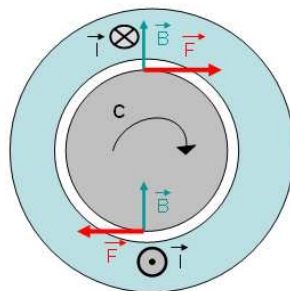




Figure 2.1 Synopsis du couple dans le cas d'une machine 2 pôles

Table 2.1 Dimensions de 2 machines de puissance équivalente

Puissance	6 MW	
Technologie	Asynchrone	Synchrone à aimants permanents
Vitesse	18000 tr/min	10 tr/min
Diamètre alésage	0.3 m	7 m
Longueur de fer	0.7 m	1 m
Densité de force	32.2 kN/m ²	74.4 kN/m ²
Photos des machines (au moment de l'assemblage en usine)		

Pour estimer de façon approximative le diamètre d'alésage et la longueur de fer de la machine on utilise l'expression [2.3].

$$C = 2.dF . \frac{\pi D^2}{4} . L \quad [2.3]$$

où L représente la longueur de la machine et dF représente la densité de force, paramètre faisant intervenir les capacités électromagnétique et thermique de la machine.

On peut trouver, dans la littérature, différentes règles qui sont utilisées comme dans [D3520] pour déterminer la densité de force. On peut également estimer cette valeur à partir de l'expression [2.4].

$$dF = B_{ent} . A \quad [2.4]$$

où B_{ent} représente l'induction de l'entrefer et A la densité linéique de courant défini par [2.5].

$$A = \frac{At}{\pi D} \quad [2.5]$$

où At représente les ampères tours situés au stator de la machine

L'induction dans l'entrefer dépend de la technologie de machine et du mode d'excitation. Pour une machine à aimants il est intéressant d'avoir une induction d'entrefer élevée pour exploiter une densité de force élevée. On remarque d'ailleurs Table 2.1 un écart sur les densités de force rencontrées pour les deux machines considérées où le mode de refroidissement est identique. Il convient toutefois de remarquer que cet écart est également en partie dû aux épaisseurs d'entrefer utilisées qui influent sur l'induction, puisque la machine rapide a un entrefer plus important pour des raisons liées à l'application.

La densité linéique a également une signification thermique puisqu'elle contribue à la densité de puissance que doit pouvoir extraire le système de refroidissement choisi.

Dans le cadre des machines, les modes de transfert de la chaleur rencontrés sont :

- la conduction : la chaleur se propage d'élément en élément jusqu'à une source « froide » ; la principale source de chaleur est généralement située dans le cuivre ; l'évacuation de ces pertes est réalisée en partie en transmettant la chaleur d'élément en élément jusqu'à atteindre les surfaces refroidies;
- la convection naturelle : la chaleur est évacuée dans l'air ambiant, phénomène rencontré pour toutes les parties en contact avec l'air extérieur.
- la convection forcée : un circuit est réalisé au cœur de la machine ou dans la carcasse. Dans ce circuit, un fluide (liquide ou gaz, plus généralement air, eau ou huile) sous pression circule afin de refroidir toutes les surfaces en contact avec ce fluide : un ensemble ventilateur et échangeur peut alors être utilisé pour refroidir le fluide ;
- rayonnement : il s'agit d'un échange de chaleur entre deux surfaces voisines par les photons. Ce mode de transfert de chaleur n'est pas celui qui est prépondérant car les dimensions de l'entrefer limitent généralement le transfert de chaleur par rayonnement [D3760]

La performance du refroidissement est également dépendante des surfaces mises en jeu.

Pour améliorer le refroidissement par convection naturelle avec l'air ambiant, des ailettes sont placées sur les carters des machines dans le but d'augmenter les surfaces d'échanges.

Toutefois, le rendement des machines électriques (pour des puissances autour du mégawatt) étant généralement compris entre 94 et 98%, l'augmentation de la puissance des machines conduit à des pertes à évacuer plus importantes.

Lorsque la convection forcée est privilégiée, les échanges sont réalisés en utilisant des « canaux » placés à l'intérieur de la machine dans lequel le fluide peut circuler.

On distingue 2 familles de machines en fonction de leur mode de refroidissement : celles qui sont autonomes, on parle de mode de refroidissement direct, et celles qui nécessitent l'utilisation d'un dispositif auxiliaire et on parle alors de refroidissement indirect.

Pour le mode direct, la convection naturelle peut être utilisée ou un refroidissement utilisant la convection forcée peut également être ajouté. Dans ce cas, un ventilateur est accouplé à l'arbre de façon à propulser l'air ambiant dans l'entrefer et sur la surface des carcasses.

Pour le mode de refroidissement indirect, un dispositif auxiliaire, intégré dans la structure, est alors utilisé pour forcer la circulation d'un fluide (motoventilateur, pompe) dans les parties actives de la machine comme décrit Figure 2.2.

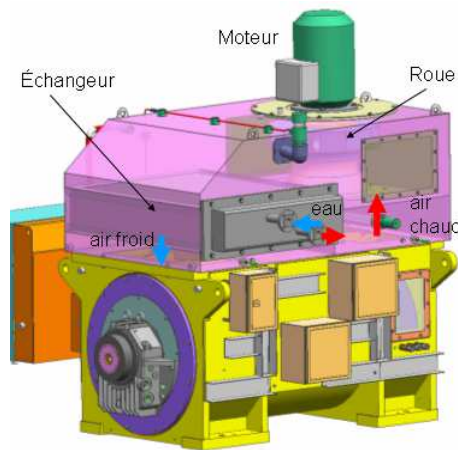


Figure 2.2 Schéma d'un système de refroidissement utilisant un moto ventilateur et un échangeur eau/air

La connaissance du système de refroidissement ne permet pas de déterminer précisément le diamètre et la longueur mais permet d'avoir une première estimation dans le but de pouvoir réaliser le reste du design. Une fois les différentes dimensions choisies, il est nécessaire d'effectuer un calcul thermique afin de vérifier que les échauffements des différentes parties de la machine sont cohérents avec les valeurs attendues. Si ce n'est pas le cas, il est nécessaire d'itérer le processus.

Le retour d'expérience permet également d'estimer de façon plus précise les densités de force qui peuvent être utilisées en fonction de l'application.

1.2. L'entrefer

L'entrefer est la zone d'air de la machine située entre le rotor et le stator. Le flux magnétique d'entrefer est celui qui contribue au couple de la machine ; il résulte de la composition du flux statorique et du flux rotorique.

C'est le lieu de la machine où se concentrent toutes les contraintes :

- thermiques : la dissipation de la chaleur s'effectue par la surface extérieure de la machine. L'entrefer étant de l'air, cette partie crée une isolation thermique et rend plus difficile le parcours de la chaleur vers l'extérieur de la machine. Il est néanmoins possible de faire circuler de l'air dans l'entrefer afin d'extraire une partie de la chaleur.
- électromagnétiques : plus l'entrefer est grand, moins les performances de la machine sont bonnes. Son épaisseur a également un impact sur la valeur des courants de Foucault au rotor et donc sur les pertes.

- mécaniques : plus l'arbre est long plus les masses sur le rotor vont déformer la structure. Il ne faut pas que la flèche maximum de l'arbre soit plus grande que l'entrefer et conduise au frottement du rotor sur le stator. Il faut également veiller à ce que les parties en rotation soient équilibrées pour ne pas que des balourds accentuent ces phénomènes et veiller à ce que les tolérances dimensionnelles des différents éléments constituant la machine permettent de conserver une certaine distance entre la partie fixe et la partie en mouvement. D'autres éléments sont également à prendre en compte et peuvent favoriser la déformation de l'arbre comme l'excentration.

Il est possible de trouver différentes règles dans la littérature (par exemple [D3520]) en vu de déterminer l'épaisseur adéquat d'entrefer. En revanche, pour chaque application, les contraintes peuvent être différentes et il est alors nécessaire, comme pour la thermique, d'effectuer des vérifications dans le but de contrôler que le comportement mécanique de la machine est sain dès que le rotor commencera à tourner.

En ce qui nous concerne une première estimation nous a permis de partir sur une épaisseur de 1mm pour 1m de diamètre avec un minimum de 5mm.

1.3. La polarité

Le choix du nombre de pôles doit se faire en tenant compte de plusieurs aspects.

Il est possible que la fréquence de fonctionnement soit imposée. C'est le cas par exemple, lorsque la machine est directement couplée à un réseau (pas de convertisseur utilisé entre la machine le réseau). Dans ce cas, le nombre de pôles est imposé par la vitesse de rotation selon l'expression [2.6].

$$N = \frac{60f}{p} \quad [2.6]$$

Pour une vitesse N (en tr/min) donnée, si le nombre de pôles p (ou la fréquence f) n'est pas imposée, son choix est lié au compromis que l'on va faire entre la masse et le rendement de la machine.

Figure 2.3, on peut voir l'évolution, pour une machine particulière, du coût, de la masse et du rendement en fonction de la polarité. L'étude est réalisée en imposant le nombre de phases, le nombre d'encoches par pôles et par phase et le niveau d'induction dans certains éléments (culasses et dents). Ensuite nous faisons varier la polarité ce qui va modifier le nombre et la taille des encoches, ainsi que les épaisseurs de culasses. Nous avons choisi le cas avec douze paires de pôles comme cas de référence.

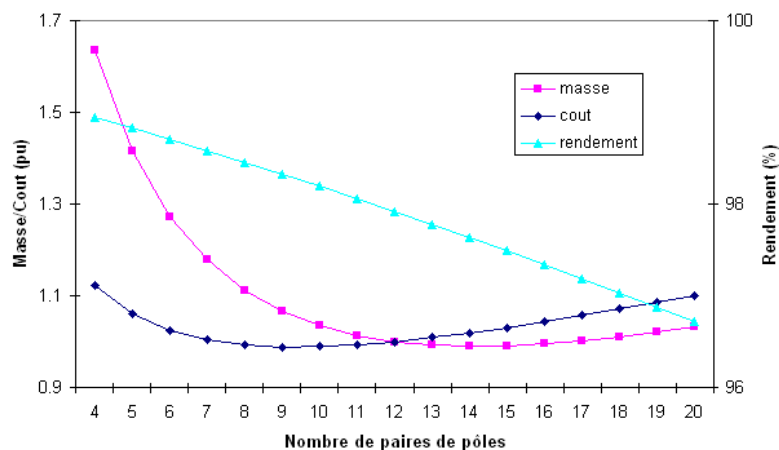


Figure 2.3 Evolution des paramètres masse, coût et rendement en fonction de la polarité

Plusieurs raisons sont à la base de cette observation, voici néanmoins les principaux facteurs qui entrent en jeu.

Quand le nombre de pôles est grand, les culasses (parties où se referme le flux des dents) seront moins épaisses à induction équivalente et les longueurs de têtes de bobines plus courtes, ce qui conduit à réduire les masses des parties actives. En revanche, la fréquence augmentera ce qui conduira à augmenter les pertes dans les parties ferromagnétiques.

D'autre part, si on essaie de conserver le même nombre d'encoches par pôle pour ne pas dégrader le coefficient de bobinage, un grand nombre de pôles conduira donc à un nombre élevé de dents. La largeur des dents est un paramètre qui est limité ; par conséquent le nombre de pôles sera également limité.

En résumé l'étude de sensibilité montre que :

- Un nombre élevé de pôles permet de réduire la masse, mais que les pertes seront importantes
- Un nombre plus faible de pôles conduira à une machine plus lourde avec moins de pertes

Il existe aussi des limites basses sur le nombre de pôles. En effet, il est possible que l'alimentation par convertisseur d'électronique de puissance impose de fonctionner au-delà d'une certaine fréquence, pour ne pas que les composants voient des variations thermiques importantes pendant les phases de fonctionnement à basse fréquence, c'est ce qu'on appelle le cyclage thermique [Sme08] et qui nécessite, pour certaines applications, un surdimensionnement du convertisseur.

Pour les machines rapides, une limite haute en fréquence peut conduire à limiter le nombre de pôles (la plupart des machines rapides ont une paire de pôles) dans le but de limiter les pertes mais également de « soulager » le variateur de vitesse.

Dans la machine à aimants permanents les pôles sont réalisés à l'aide des aimants, nous allons maintenant nous intéresser à ces matériaux qui ont un comportement magnétique particulier.

1.4. Les aimants permanents

Dans les matériaux magnétiques, on trouve deux grandes familles : les matériaux magnétiques durs et les doux. La différence entre ces deux familles vient de leur réaction à un champ magnétique extérieur.

Quand un matériau est placé dans un champ magnétique, une induction magnétique est créée. Cette induction est propre au matériau et est due à la polarisation des domaines magnétiques (orientation des dipôles magnétiques qui le composent).

Quand on supprime le champ extérieur :

- un matériau dur conserve une certaine polarisation, cette polarisation est appelée rémanence,
- un matériau magnétique doux perd sa polarisation et revient dans le même état qu'initialement

Les aimants permanents sont des matériaux magnétiques durs.

Plus précisément, du point de vue magnétique, un matériau est caractérisé par son cycle d'hystérésis. Les cycles d'hystérésis d'un matériau dur et d'un matériau doux sont donnés Figure 2.4.

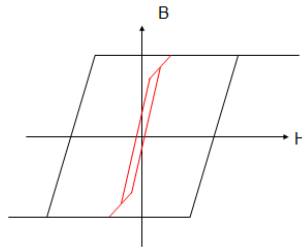


Figure 2.4 Courbes d'hystérésis : matériau ferromagnétique doux (rouge) et dur (noir)

On remarque un écart sur l'échelle des abscisses entre les 2 caractéristiques. Cela est dû à la différence de perméabilité magnétique entre les matériaux.

La perméabilité magnétique représente la capacité d'un matériau à déformer les lignes de champ qui le traversent. Elle lie l'induction \vec{B} au champ magnétique \vec{H} d'un matériau par l'expression [2.7]

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad [2.7]$$

Les matériaux sont définis par leur perméabilité relative μ_r , et la perméabilité μ du matériau est obtenue à partir de l'expression [2.8].

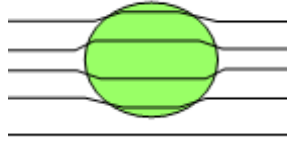
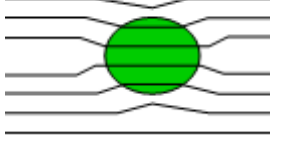
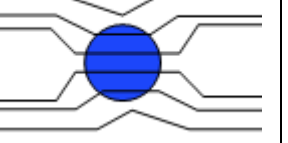
$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad [2.8]$$

où μ_0 est la perméabilité de l'air ($4 \pi 10^{-7}$ H/m).

On rencontre trois types de matériaux décrits Table 2.2 :

- les matériaux paramagnétiques (ou amagnétiques), qui ne modifient pas ou très peu les lignes de champ $1 < \mu_r < 5$;
- les diamagnétiques, qui « repoussent » les lignes de champ $\mu_r < 1$
- les ferromagnétiques, qui « attirent » les lignes de champ $\mu_r \gg 1$

Table 2.2 Les différents matériaux magnétiques

Cas	Diamagnétique	Paramagnétique	Ferromagnétique
Perméabilité relative	$\mu_r \leq 1$	$\mu_r \geq 1$	$\mu_r \gg 1$
Déformation des lignes de champ			

Dans la Table 2.3, on donne quelques perméabilités relatives des matériaux que l'on rencontre usuellement dans les machines électriques.

Table 2.3 Perméabilité relative des matériaux rencontrés dans les machines électriques

Matériaux	Perméabilité relative
Acier	~1000
Fer	~1000
Aimant	~1.05
Inox	~1.04
Cuivre	~10 ⁻⁵

Les aimants permanents ont une perméabilité relative proche de 1, ils ne modifient quasiment pas les lignes de flux qui les traversent.

En revanche, comme ce sont des matériaux durs, l'expression [2.7], qui lie le champ à l'induction, doit être adaptée et devient [2.9].

$$\vec{B} = \mu(\vec{H} + \vec{M}) \quad [2.9]$$

Un aimant permanent est souvent décrit par sa caractéristique $B(H)$ dans le quadrant ($B > 0$ et $H < 0$), mais il est également classique de trouver la caractéristique d'aimantation $M(H)$. Les caractéristiques d'un aimant permanent (NdFeB : néodyme-fer-bore) en fonction de la température dans le quadrant ($B > 0$ et $H < 0$) sont données Figure 2.5.

On observe que les valeurs se rapprochent de 0 lorsque la température augmente et que le risque que l'aimant se démagnétise apparaît avant que l'induction ne s'annule quand la température de fonctionnement augmente.

Les premiers aimants permanents utilisés dans les machines électriques à courant continu étaient de type ferrites ou AlNiCo (Aluminium-Nickel-Cobalt). Ces nuances d'aimants posent toutefois un problème, puisque le risque de désaimantation est grand ou que l'induction rémanente est faible, ce qui a justifié leur remplacement par de nouvelles nuances utilisant des matériaux de types terres rares dans les machines électriques.

Les caractéristiques des différents aimants sont données Figure 2.6.

Aujourd'hui ce sont les aimants à base de terres rares (NdFeB et SmCo) qui sont le plus souvent utilisés dans les applications de forte puissance, notamment car ils sont plus résistants à la démagnétisation (champ coercitif de démagnétisation plus grand), mais aussi et surtout parce que leur induction rémanente est élevée.

A l'heure actuelle, les aimants NdFeB permettent d'avoir les meilleures caractéristiques (B_r et H_{cb} grands). Ils sont donc privilégiés pour les applications électriques. L'inconvénient est que leurs performances se dégradent plus rapidement sous l'effet de la température que les aimants de type SmCo (Samarium Cobalt). Dans le cas limite, si un aimant atteint la température de Curie, il perd son aimantation (retour au point ($B=0$; $H=0$) de la courbe d'hystérésis). Ainsi, on rencontre notamment les aimants SmCo lorsque les températures de fonctionnement sont supérieures à 150°C dans les machines électriques. Les caractéristiques des différentes nuances sont finalement détaillées Table 2.4.

Il y a plusieurs grandeurs qui sont intéressantes sur cette caractéristique :

- l'induction rémanente B_r : induction lorsque l'aimant est en court-circuit ($H=0$) ;
- le champ coercitif H_{cb} : valeur de H lorsque $B=0$;
- le champ coercitif de démagnétisation H_{cj} : valeur du champ pour lequel l'aimant commence à se démagnétiser.

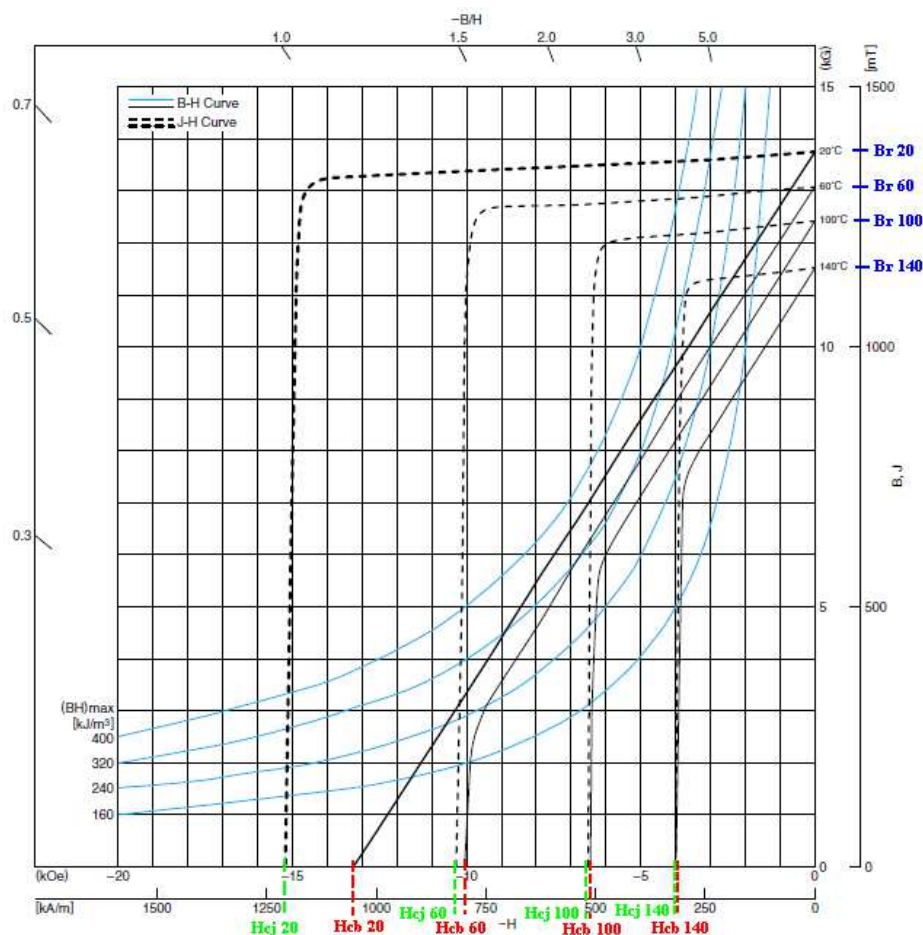


Figure 2.5 Caractéristiques B(H) et M(H) « fournisseur » d'un aimant permanent de type NdFeB (TDK neorec 47B)

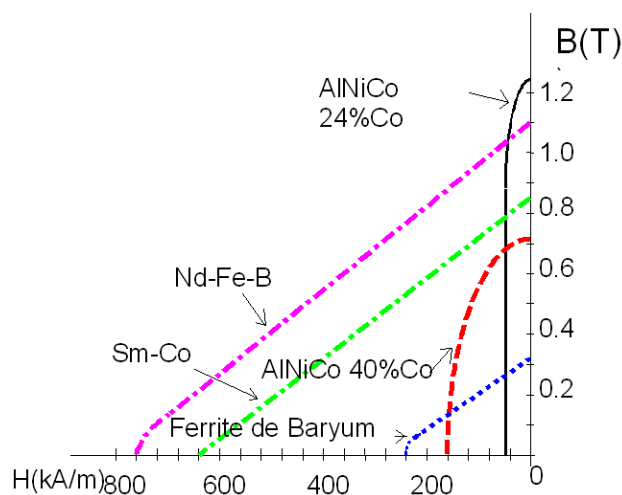


Figure 2.6 Comparaison des caractéristiques B(H) des différentes nuances d'aimant [Mul09]

Table 2.4 Propriétés des différentes nuances

Nuances	B_r (T)	H_{cb} (kA/m)	Température de Curie (°C)	Avantages/Inconvénients
Ferrite	De 0,2 à 0,4	200	~300	Les moins chers
AlNiCo	Jusqu'à 1,2T	50	~800	Faible tenu à la démagnétisation
SmCo	Autour de 1T	800	~750	Résistant à la température
NdFeB	Jusqu'à 1,4T	1000	~300	Température d'utilisation < 120°C

Le choix des aimants permanents va également influencer le dimensionnement du rotor, d'abord en fonction de la topologie qui sera retenue (aimants enterrés ou en surface) ensuite en fonction du niveau d'induction qui sera rencontrée.

Quand les aimants sont collés directement sur une partie massive. Le champ que voit cette partie est un champ fixe (invariant dans le temps) ce qui limite les pertes. Pour ne pas avoir de concentration de flux, il est possible d'utiliser pour l'épaisseur de la culasse (partie sous les aimants) le demi pas polaire, l'épaisseur e_j de la partie massive est alors déterminée à partir de l'expression [2.10].

$$e_j = \frac{1}{2} \cdot \frac{2\pi R}{2p} [2.10]$$

Néanmoins, ce sera au final les contraintes mécaniques qui imposeront une épaisseur minimum à cette partie, de plus dans certains cas (faible fréquence, faible épaisseur d'aimant, faible entrefer, contenu harmonique important), en fonction des courants induits, pouvant être présent dans la culasse, il peut être intéressant d'aménager la zone sur laquelle sont collés les aimants (utilisation de rainure par exemple).

Il est également possible d'envelopper le rotor à l'aide d'une frette. Une frette peut être réalisée à partir de matériaux composites (fibre de carbone...) ou de matériaux amagnétiques (inox). Ce sont les contraintes mécaniques qui permettront de déterminer l'épaisseur qui est nécessaire. La frette peut avoir différentes fonctionnalités:

- maintien des aimants ;
- protection des aimants (corrosion, champ variable...) ;
- homogénéisation de la surface pour faciliter le parcours de l'air dans l'entrefer.

Mais elle a également des inconvénients :

- contraintes mécaniques sur les aimants ;
- augmentation de l'entrefer magnétique et donc réduction des performances ;
- isolation thermique du rotor.

Il faut également être vigilant avec le « process » utilisé pour installer les frettes car il nécessite souvent de travailler à des températures soit très basses, soit très hautes. Dans ce cas il faut vérifier qu'il n'y a pas de risque pour les aimants. En particulier pour les aimants de types NdFeB, qui ont un comportement différent des autres aimants et de la plupart des matériaux : ils se contractent quand la température augmente.

Nous avons maintenant une bonne idée de comment réaliser le rotor, il faut maintenant déterminer l'induction qui sera induite par le choix des aimants (matières et dimensions). Cela constituera la base du dimensionnement du stator de la machine.

1.5. Induction dans l'entrefer

Comme cela a été dit dans le paragraphe précédent, les flux statoriques et les flux rotoriques circulent dans l'entrefer. L'induction dans l'entrefer dépendra de la position et aura la forme donnée dans [2.11].

$$B_{ent}(r, \theta) = \lambda(r, \theta) [B_{rot}(r, \theta) + B_{sta}(r, \theta)] [2.11]$$

où λ représente la perméance et tient compte de l'effet des encoches, B_{rot} est l'induction rotorique due aux aimants et B_{sta} est l'induction due aux courants.

Il est possible de dissocier les sources de flux (les courants et les aimants) et d'appliquer le théorème de superposition si on considère un comportement magnétique linéaire.

Ce qui nous intéresse en premier lieu est de déterminer l'induction en présence des aimants seuls dans le but d'estimer la tension à vide de la machine.

Pour une première approche, il est possible de déterminer l'induction dans l'entrefer de la machine en appliquant le théorème d'Ampère au modèle simplifié de la Figure 2.7.

On obtient alors l'expression [2.12] de l'induction créée par les aimants dans l'entrefer.

$$B_{rot} = \frac{B_r}{1 + \frac{\mu_r k_C e}{e_{aim}}} [2.12]$$

où B_r représente l'induction rémanente des aimants, e_{aim} l'épaisseur des aimants, e l'épaisseur de l'entrefer (entrefer mécanique + frette), μ_r la perméabilité relative des aimants et k_C le coefficient de Carter.

L'induction rémanente dépend de la température des aimants comme on a pu le voir Figure 2.5. En règle générale, la perte de performance de l'aimant peut se mettre sous la forme linéaire de l'équation [2.13].

$$B_r(T) = B_r(T = 20^\circ C) \cdot \left(1 - \frac{KT}{100} (T - 20)\right) [2.13]$$

où KT est un coefficient propre à chaque aimant. Sa valeur est renseignée par les fournisseurs, et elle vaut entre 0.08 et 0.12 pour un aimant de type NdFeB.

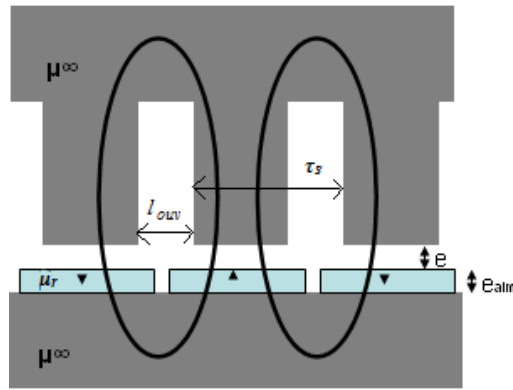


Figure 2.7 Modèle simplifié d'une tranche de la machine

Pour prendre en compte l'effet des encoches dans ce cas, il est possible d'utiliser le coefficient de Carter, défini par l'expression [2.14] qui augmentera l'épaisseur de l'entrefer magnétique.

$$k_C = \frac{1}{1 - \frac{l_{ouv}^2}{5 \left(e + \frac{e_{aim}}{\mu_r} \right) + l_{ouv}}} \tau_s [2.14]$$

Dans cette expression, l_{ouv} représente la largeur de l'ouverture des encoches et τ_s représente le pas dentaire, qui est défini à partir de [2.15].

$$\tau_s = \frac{\pi D}{N_d} [2.15]$$

où N_d représente le nombre d'encoches ou dents du stator.

Pour les machines qui auront des formes d'ondes sinusoïdales, il est possible d'estimer les performances de la machine en se contentant d'utiliser le fondamental des différentes grandeurs. En revanche, si l'utilisation du fondamental permet d'estimer les performances, elle ne permet pas de modéliser des phénomènes parasites, comme les ondulations de couples et les pertes harmoniques.

L'expression de la valeur maximale du fondamental de l'induction dans l'entrefer créé par les aimants seuls est alors obtenu à partir de [2.16].

$$B_{1m} = \frac{4}{\pi} B_{rot} \cdot \sin\left(\frac{K_a \pi}{2}\right) [2.16]$$

où K_a représente le ratio entre l'épanouissement de l'aimant par rapport à l'arc polaire.

Pour avoir une estimation plus précise de l'induction dans l'entrefer et notamment de son évolution en fonction de la position angulaire dans l'entrefer, il est possible de déterminer, de manière analytique en utilisant [Zhu93] et le modèle de la Figure 2.8, le champ magnétique dans les différentes régions de la machine. Ce champ vérifie

les équations de Maxwell et il est alors possible de mettre en équations le potentiel vecteur dans la zone annulaire de l'entrefer et dans celle des aimants.

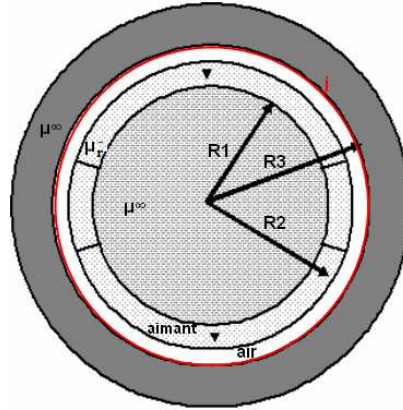


Figure 2.8 Modèle simplifié de la machine

Les expressions [2.17] sont les lois suivies par le potentiel vecteur dans les 2 régions qui sont intéressantes dans le modèle de la Figure 2.8.

$$\begin{cases} \Delta \vec{A}_{ent} = 0 & \text{dans la zone entrefer (air)} \\ \Delta \vec{A}_{aim} = -\text{rot} \vec{B}_{aim} & \text{dans la zone aimant} \end{cases} \quad [2.17]$$

L'expression du laplacien en coordonnées cylindres est donné par [2.18].

$$\frac{\partial^2 A_i}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_i}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_i}{\partial \theta^2} \quad [2.18]$$

Dans le cas d'une aimantation radiale la forme de l'induction des aimants est donnée Figure 2.9.

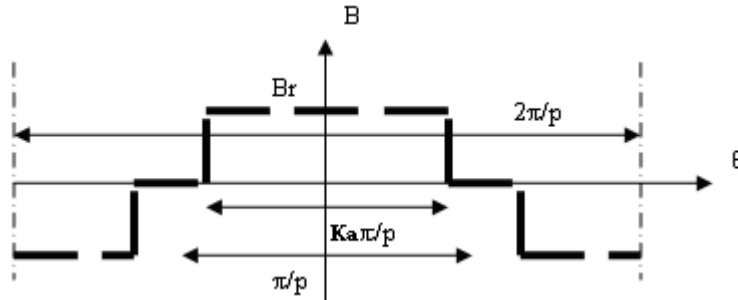


Figure 2.9 Forme de l'induction produite par une aimantation radiale

On en déduit alors la forme générale des expressions du potentiel vecteur dans ces 2 régions. Le potentiel vecteur dans la zone entrefer est donné en [2.19], celui dans la zone aimant suit [2.20].

$$A_{ent}(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} (\alpha_{ent,n}^r \cdot r^{n \cdot p} + \beta_{ent,n}^r \cdot r^{-n \cdot p}) \cdot (\alpha_{ent,n}^\theta \cdot \cos(np\theta) + \beta_{ent,n}^\theta \cdot \sin(np\theta)) \quad [2.19]$$

$$A_{aim}(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} (\alpha_{ent,n}^r \cdot r^{n \cdot p} + \beta_{ent,n}^r \cdot r^{-n \cdot p}) \cdot (\alpha_{ent,n}^\theta \cdot \cos(np\theta) + \beta_{ent,n}^\theta \cdot \sin(np\theta)) - \sum_{n \text{ impair}} C_l \cdot r \cdot \sin(np\theta) \quad [2.20]$$

où C_l est une constante.

Les coefficients α^r , β^r , α^θ et β^θ devront être déterminés à partir des conditions aux limites.

Le but est ensuite de déterminer l'induction, qui peut être déduite à partir de l'expression [2.21] qui lie l'induction au potentiel vecteur.

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A} \quad [2.21]$$

En coordonnées cylindriques, les expressions des inductions tangentielle et radiale sont donc obtenues à partir de l'expression [2.22] du rotationnel.

$$\begin{cases} B^r(r, \theta) = \frac{1}{r} \frac{\partial A_i(r, \theta)}{\partial \theta} \\ B^\theta(r, \theta) = -\frac{\partial A_i(r, \theta)}{\partial r} \end{cases} [2.22]$$

Dans le but de déterminer ces expressions, on utilise les conditions aux limites entre les 2 régions annulaires:

- le champ sur le diamètre d'alésage est égal à la densité linéique de courant équivalente d'où [2.23].

$$H_{ent}^\theta(R_3, \theta) = j(\theta) [2.23]$$

- le champ sur le diamètre rotor est nul car il n'existe pas de courant linéique dans cette zone, ce qui implique [2.24].

$$H_{aim}^\theta(R_1, \theta) = 0 [2.24]$$

- les lois de conservation du flux au passage d'une frontière fermée conduisent à [2.25].

$$\begin{cases} B_{aim}^r(R_2, \theta) = B_{ent}^r(R_2, \theta) \\ H_{aim}^\theta(R_2, \theta) = H_{ent}^\theta(R_2, \theta) \end{cases} [2.25]$$

Les composantes radiales et tangentielles de l'induction dans l'entrefer créée par les aimants peuvent être déterminées à partir des expressions [2.26].

Les expressions [Zhu93], qui permettent d'effectuer la détermination analytique des inductions, sont rappelées pour une machine à rotor intérieur, on peut retrouver les expressions pour une topologie à rotor extérieur dans [Zhu93].

$$\begin{cases} B_{rot}^r(r, \theta) = \sum_{n \text{ impair}} n \cdot p \cdot a_n \cdot \cos(n \cdot p \cdot \theta) \\ B_{rot}^\theta(r, \theta) = \sum_{n \text{ impair}} n \cdot p \cdot b_n \cdot \sin(n \cdot p \cdot \theta) \end{cases} [2.26]$$

Les coefficients a_n et b_n sont obtenus à partir des expressions [2.27] et [2.28].

$$a_n = \begin{cases} \left[1 + \left(\frac{R_3}{r} \right)^2 \right] \cdot \left[\left(\frac{R_2}{R_3} \right)^2 - \left(\frac{R_1}{R_3} \right)^2 \right] \left[1 - \ln \left(\frac{R_2}{R_3} \right)^2 \right] \cdot c_n & \text{si } np = 1 \\ \left[\left(\frac{r}{R_3} \right)^{np-1} \left(\frac{R_2}{R_3} \right)^{n \cdot p+1} + \left(\frac{R_2}{r} \right)^{n \cdot p+1} \right] \cdot \left[(1+n \cdot p) \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{2 \cdot n \cdot p} + (1-n \cdot p) - 2 \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{n \cdot p+1} \right] \cdot c_n & \text{si } np \neq 1 \end{cases} [2.27]$$

$$b_n = \begin{cases} \left[1 - \left(\frac{R_3}{r} \right)^2 \right] \cdot \left[\left(\frac{R_2}{R_3} \right)^2 - \left(\frac{R_1}{R_3} \right)^2 \right] \left[1 - \ln \left(\frac{R_2}{R_3} \right)^2 \right] \cdot c_n & \text{si } np = 1 \\ \left[\left(\frac{r}{R_3} \right)^{np-1} \left(\frac{R_2}{R_3} \right)^{n \cdot p+1} - \left(\frac{R_2}{r} \right)^{n \cdot p+1} \right] \cdot \left[(1+n \cdot p) \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{2 \cdot n \cdot p} + (1-n \cdot p) - 2 \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{n \cdot p+1} \right] \cdot c_n & \text{si } np \neq 1 \end{cases} [2.28]$$

La partie c_n commune à a_n et b_n est donnée dans [2.29]

$$c_n = \begin{cases} \frac{2B_r}{\pi \mu_r} \sin \left(n \cdot K_a \frac{\pi}{2} \right) \frac{1}{\frac{\mu_r + 1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^2 \right] - \frac{\mu_r - 1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_2}{R_3} \right)^2 - \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^2 \right]} & \text{si } np = 1 \\ \frac{4B_r}{n \pi \mu_r} \frac{1}{(1 - (n \cdot p)^2)} \sin \left(n \cdot K_a \frac{\pi}{2} \right) \frac{1}{\frac{\mu_r + 1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{2np} \right] - \frac{\mu_r - 1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_2}{R_3} \right)^{2np} - \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{2np} \right]} & \text{si } np \neq 1 \end{cases} [2.29]$$

où R_1 , R_2 et R_3 sont définis en Figure 2.8 et K_a est le ratio entre l'arc polaire et l'arc des aimants.

Avec ces expressions il est possible de déterminer l'induction créée uniquement par les aimants dans l'entrefer d'une machine où le stator est lisse. Pour prendre en compte l'effet des encoches il est nécessaire de tenir compte de la perméance variable d'entrefer, l'expression utilisée est donnée en [2.30].

$$B_{ent}(r, \theta) = B_{rot}(r, \theta) \lambda(r, \theta) = B_{rot}(r, \theta) \lambda_r(r, \theta) \lambda_0 \quad [2.30]$$

La perméance relative λ_r , obtenue à partir des expressions présentées dans la troisième partie de [Zhu93], est rappelée en [2.31] et [2.32].

$$\lambda_r(r, \theta) = \begin{cases} 1 - \beta \cdot \left[1 + \cos\left(\frac{\pi R_3}{0.8 l_{ouv}} \theta\right) \right] & \text{pour } 0 \leq \theta \leq \frac{0.8 \cdot l_{ouv}}{R_3} \\ 1 & \text{pour } \frac{0.8 \cdot l_{ouv}}{R_3} \leq \theta \leq \frac{\pi R_3}{N_d} \end{cases} \quad [2.31]$$

$$\beta = \frac{1}{2} - \frac{1}{2 \sqrt{1 + \frac{l_{ouv}^2}{4 \left(e + \frac{e_{aim}}{\mu_r} \right)^2} (1 + v^2)}} \quad [2.32]$$

L'expression permettant de déterminer v est donné en [2.33], où l_{ouv} est l'ouverture d'encoche, N_d est le nombre d'encoches, e est l'épaisseur d'entrefer et e_{aim} l'épaisseur d'aimant.

$$y \frac{\pi}{l_{ouv}} = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{\sqrt{a^2 + v^2} + v}{\sqrt{a^2 + v^2} - v} \right) + \frac{4 \left(e + \frac{e_{aim}}{\mu_r} \right)^2}{l_{ouv}^2} \text{Arc tan} \left[\frac{4 \left(e + \frac{e_{aim}}{\mu_r} \right)^2}{l_{ouv}^2} \frac{v}{\sqrt{a^2 + v^2}} \right] \quad [2.33]$$

Les constantes a et y sont obtenues à partir des expressions [2.34] et [2.35] quand le rotor est intérieur.

$$a = 1 + \frac{4 \left(e + \frac{e_{aim}}{\mu_r} \right)^2}{l_{ouv}^2} \quad [2.34]$$

$$y = r - R_3 + \left(e + \frac{e_{aim}}{\mu_r} \right) \quad [2.35]$$

Les formes des inductions obtenues en utilisant ces expressions seront données au chapitre 3.

1.6. Dimensionnement du stator

Le flux créé par les aimants peut alors être obtenu à partir de l'expression [2.36].

$$\phi(\theta) = \iint B(\theta) \cdot dS = LR \int B(\theta) \cdot d\theta \quad [2.36]$$

Et la force électromotrice peut être déduite grâce à l'expression [2.37].

$$e(t) = -\frac{d\phi}{dt} = -\Omega \frac{d\phi}{d\theta} \quad [2.37]$$

En ne considérant que son fondamental, il est possible d'obtenir une expression simple de la force électromotrice (FEM) à vide à partir de l'expression simplifiée de l'induction. On détermine alors la tension efficace induite dans une spire au stator en utilisant [2.38].

La connaissance de l'induction dans les différentes parties de la machine est importante dans la réalisation du stator, l'élément qui va pouvoir maintenant être dimensionné est le bobinage, pour cela nous allons commencer par déterminer le nombre d'encoches.

$$E_1 = 2\pi.k_{b1}k_f \frac{RLf}{p} \frac{B_{1m}}{\sqrt{2}} [2.38]$$

où k_{b1} correspond au coefficient de bobinage du fondamental, B_{1m} à la valeur maximale de l'induction fondamentale et k_f représente le coefficient de foisonnement³ des tôles.

En fonction du nombre de pôles de la machine et du nombre de phases de la machine, il est possible de déterminer le nombre d'encoches de la machine. Ce nombre sera choisi de manière à obtenir des coefficients k_{bn} de bobinage, pour les rangs harmoniques n , qui sont intéressants. Ces coefficients sont définis dans [2.39].

$$k_{bn} = k_{dn}.k_m [2.39]$$

où k_{dn} représente le coefficient de distribution qui est obtenu à partir de [2.40] et k_m représente le coefficient de raccourcissement pour le rang harmonique n défini par [2.41].

$$k_{dn} = \frac{\sin\left(n \frac{\pi}{6}\right)}{\left(\frac{Nd}{2.m.p}\right) \sin\left(\frac{n.p.\pi}{Nd}\right)} [2.40]$$

$$k_m = \sin\left(\frac{\gamma.n.\pi}{2}\right) [2.41]$$

où γ représente le coefficient de raccourcissement, défini par [2.42].

$$\gamma = \frac{\text{pas de bobinage}}{\text{pas diamétral}} [2.42]$$

Effectuer un bobinage à pas raccourci est possible uniquement quand le bobinage est de type « double couche » : il y a 2 bobines différentes dans chaque encoche.

L'un des paramètres qui permet de caractériser le bobinage est le nombre d'encoches par pôle et par phase dont l'expression est donnée en [2.43].

$$Q = \frac{Nd}{2.p.m} [2.43]$$

où m représente le nombre de phases.

Dans le cas d'un bobinage à pas diamétral où le nombre d'encoches par pôle et par phase est entier, l'augmentation du nombre d'encoches par pôle et par phase permet de réduire les coefficients de bobinage des différents rangs harmoniques. Lorsque ce nombre est grand, les coefficients pour les rangs les plus faibles sont donnés dans la Table 2.5.

Néanmoins, utiliser des bobinages à nombre entier d'encoches par pôle et par phase sans raccourcissement n'est pas la solution qui permet de limiter au mieux les rangs harmoniques autres que le fondamental.

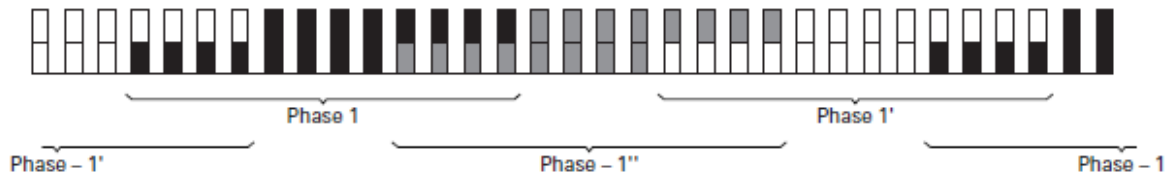


Figure 2.10 Bobinage à pas raccourci de 5/6 [D3420]

Dans [D3420] plusieurs configurations de bobinages sont rencontrées. L'une d'entre elles est présentée Figure 2.10. Dans le cas d'une machine triphasée, les coefficients de bobinage des premiers harmoniques tendent vers les valeurs données Table 2.5.

³ Le coefficient de foisonnement permet de tenir uniquement compte des parties ferromagnétiques sur la longueur de fer.

Table 2.5 Valeur des coefficients de bobinage quand Q tend vers l'infini

Rang harmonique	Coefficient de bobinage
1	0.954
5	0.191
7	0.136

Pour réduire les coefficients de bobinage des rangs harmoniques autres que le fondamental, il est nécessaire d'utiliser des pas de raccourcissement.

Les pas les plus rencontrés pour un bobinage triphasé sont 5/6 et 11/12. Le pas de raccourcissement de 5/6 permet de réduire à la fois les harmoniques de rang 5 et 7 tandis que les pas de bobinage 11/12 réduira les harmoniques 11 et 13. En règle générale, le coefficient du fondamental est également affecté par le choix d'un bobinage à pas raccourci. Néanmoins, il est souvent indispensable de limiter les harmoniques ; si ce n'est pas par l'utilisation des bobinages à pas raccourci, il peut être intéressant de travailler la forme de l'ouverture des encoches ou d'utiliser des cales magnétiques pour refermer les encoches.

L'augmentation du nombre de couches du bobinage peut permettre de limiter les harmoniques. En revanche, cela complexifie la réalisation du bobinage.

Généralement il est nécessaire de trouver une configuration où le coefficient de bobinage du fondamental est grand (proche de 1) et les coefficients des autres rangs les plus faibles possibles, afin de limiter les harmoniques d'espace, le but étant de limiter les pertes supplémentaires dans les conducteurs, mais aussi de limiter les courants de circulation dans les aimants.

Une fois que le nombre d'encoches est défini, il reste encore à réaliser le bobinage, dans le sens où il est nécessaire de déterminer la section des spires, leur nombre ainsi que les connexions entre les différentes bobines.

Pour les machines de grandes puissances, les bobines sont préformées avant d'être insérées dans le stator. Les conducteurs utilisés ont généralement des sections importantes.

Dans le but d'avoir des coefficients de bobinages intéressants il est usuel d'utiliser des bobinages à doubles couches avec raccourcissement. Pour des conducteurs rectangulaires, il est alors courant d'utiliser des bobines de type « diamond coil » pour effectuer les transpositions et pour limiter la longueur des têtes de bobines, ces bobines sont présentées Figure 2.11. Dans ce cas, le pas de bobinage doit être conservé pour toutes les bobines.

Dans le cas où le pas de bobinage est variable, il est nécessaire d'avoir recours à d'autres technologies, l'utilisation des bobines « hairpin coil » illustrées Figure 2.11 est une solution.

Dans des cas un peu plus complexes, par exemple les machines à 2 pôles, il est possible d'utiliser des demi bobines qui seront connectées après insertion pour faciliter la réalisation du bobinage.

Il existe néanmoins des contraintes à respecter sur le nombre d'encoches : il ne peut pas être trop important pour ne pas rendre la fabrication trop complexe et il faut éviter d'avoir des dents trop fines. Des dents fines conduisent à des inductions élevées, donc à des pertes dans le fer importantes et à une rigidité mécanique plus faible donc à des vibrations d'amplitude potentiellement plus grandes.

Le pas de bobinage, qui correspond à la distance entre un conducteur aller et un conducteur retour d'une même bobine, peut varier en fonction du bobinage retenu pour le stator. Néanmoins, plus il est important plus les têtes de bobines seront longues.

Une fois que le nombre d'encoches est défini et le bobinage identifié, il faut remplir les encoches. Les conducteurs les plus utilisés pour des machines de fortes puissances sont des conducteurs en cuivre de forme rectangulaire. Ces conducteurs sont plus difficiles à mettre en forme mais permettent d'obtenir des coefficients de remplissage (ratio entre cuivre et isolants) ayant des valeurs importantes.

En cas de fonctionnement à des fréquences faibles, il est possible d'utiliser des conducteurs monobrins ayant de grandes sections. Ce nombre de conducteurs pourra être augmenté dans le but d'éviter les effets pelliculaires de la distribution de courant dans les conducteurs.

Afin de bien utiliser le cuivre il faut vérifier que les dimensions du cuivre sont inférieures à 2 fois l'épaisseur de peau.



Figure 2.11 Bobines de type « diamond coil » (en haut) et « hairpin coil » [Coi11][Eri12] (en bas)

Dans les encoches, en plus des conducteurs en cuivre, il est nécessaire d'utiliser des isolants. L'isolation a 2 fonctions : l'isolation entre spires et l'isolation entre les phases et le circuit magnétique (on parle usuellement de masse).

Le rôle de l'isolation est d'éviter la création de courant de fuite ayant des intensités importantes. En comparaison avec l'isolation entre phase et masse, l'isolation entre spires se doit d'être efficace en haute fréquence.

Le choix de l'isolant va également dépendre de sa température d'utilisation et de la tension.

La tension de fonctionnement va permettre de déterminer l'épaisseur de l'isolation : plus la tension est grande plus l'épaisseur d'isolation est grande.

En général, pour le bobinage et l'isolation, il y a des classes d'échauffement normalisées à respecter, ces classes étant spécifiées par le client. Ce paramètre joue un rôle important dans le choix du design de la machine : lorsqu'une classe est basse cela nécessite d'avoir des pertes limitées et également des systèmes de refroidissement élaborés.

Les classes d'échauffements et d'isolation des machines sont données Table 2.6. Les valeurs peuvent varier en fonction du mode de refroidissement, de la puissance, du moyen de mesure. Tous les critères peuvent être retrouvés dans la norme CEI 60034-1 §8.

Table 2.6 Les classes d'échauffement dans les machines électriques

Classe	B	F	H
Température associée	130°C	155°C	180°C
Echauffements admissibles	80K	105K	125K
Température ambiante maximale	40°C	40°C	40°C

Une classe doit être affectée à l'échauffement des conducteurs et une autre doit être affectée à l'isolation. En règle générale la classe retenue pour l'isolation est plus importante que celle retenue pour l'échauffement du cuivre.

Pour limiter les échauffements, il est intéressant d'avoir des taux de remplissage d'encoches élevés pour limiter les parties isolantes qui en plus de jouer leurs rôles d'isolant électrique seront de très bons isolants thermiques. Cela conduit à limiter le nombre de spire dans une encoche. Néanmoins, des conducteurs en cuivre de section importante complexifie la réalisation des bobines, imposant là aussi de faire un compromis.

Le nombre de spires a un rôle important. Il sera lié à la tension d'alimentation du stator. Il est également possible de placer des voies en séries ou en parallèles dans la machine afin de modifier le nombre de spires par phase et d'ajuster au mieux la section des conducteurs de façon à faciliter la réalisation de la machine.

Il est possible, voire nécessaire d'ajouter des dispositifs pour retenir les bobines dans les encoches. En effet, en présence d'un champ magnétique, la circulation de courant dans les bobines conduit à la présence d'efforts sur ces bobines. Ces efforts conduisent à ce que les bobines vibrent pendant les phases de fonctionnement.

L'utilisation de becs n'est en général pas possible pour les machines de grandes dimensions, pour lesquelles les bobines sont réalisées avant d'être insérées dans l'empilage de tôles. En revanche il est courant d'utiliser des cales d'encoches qui peuvent être soit magnétiques, soit amagnétiques, en fonction des performances que l'on veut obtenir. Dans le cas d'une machine à aimant, l'utilisation de cales magnétiques conduit néanmoins à augmenter les fuites, mais permet de limiter les effets indésirables liés à la variation de perméance, tels que le bruit, les vibrations, le couple de détente et les courants de Foucault dans les aimants.

Une fois les dimensions des bobines connues, il est nécessaire de déterminer la forme des tôles qui seront nécessaires pour accueillir les bobines.

L'un des paramètres à définir est la hauteur des encoches, elle sera définie à partir de la densité surfacique de courant J que l'on souhaite utiliser à partir de l'expression [2.44].

$$h_{enc} = \frac{J}{t_r J_{enc}} [2.44]$$

où t_r représente le taux de remplissage en cuivre de l'encoche, h_{enc} la hauteur d'encoches et l_{enc} la largeur d'encoche.

La largeur des dents l_d respectera des règles pour limiter l'induction dans les différentes parties de la machine. Ainsi il sera possible de déterminer la valeur minimale de la largeur de dents pour la limite d'induction B_d que l'on aura imposée à partir de l'expression [2.45].

$$l_d > \frac{B_d}{B_{ent}} \cdot \frac{\pi D}{N_d} [2.45]$$

La dernière partie du stator à dimensionner est la culasse, parties où se referme le flux d'entrefer provenant du rotor ou créé par les courants et traversant les dents.

Comme pour la détermination de la largeur de dent, l'épaisseur de culasse e_c peut être déterminée à partir de l'expression [2.46] en fonction de l'induction maximale B_c admise dans cette partie de la machine.

$$e_c > \frac{B_c}{B_{ent}} \cdot \frac{\pi D}{2p} [2.46]$$

A ce niveau nous avons réalisé le dimensionnement géométrique de la machine. Il est maintenant nécessaire de vérifier que les performances obtenues seront cohérentes avec les valeurs attendues ; pour cela nous allons avoir besoin de déterminer le schéma électrique équivalent de la machine.

1.7. Déduction des paramètres du schéma équivalent

Le bobinage de la machine étant défini, la résistance équivalente des enroulements stator peut alors être calculée à partir de l'expression [2.47].

$$R_s = \frac{1}{N_{part}} \rho \frac{L_{cu}}{S_{cu}} [2.47]$$

où L_{cu} représente la longueur totale du cuivre (prise en compte des têtes de bobines) de toutes les spires en série dans la phase, S_{cu} la section d'un conducteur sans isolation et N_{part} le nombre de sections en parallèles dans le bobinage.

La résistivité ρ étant un paramètre qui dépend de la température, il faut en tenir compte quand on estime la résistance des phases de la machine. La prise en compte de la température se fait par l'intermédiaire de [2.48].

$$\rho(T) = \rho(T = 20^\circ C) \cdot (1 + a_{Cu} T) [2.48]$$

où a_{Cu} est un paramètre qui est propre au cuivre et qui vaut $3.93 \cdot 10^{-3} (^\circ C)^{-1}$

D'autres paramètres peuvent influencer la résistivité du cuivre : ce sont les effets de peau et de proximité, ils auront tendance à réduire la section de passage des courants et donc à augmenter la résistance.

Ces effets sont liés à la fréquence et il est alors possible de réaliser une modélisation différente de la machine pour chaque rang harmonique en ajustant les sections de cuivre des conducteurs et les fréquences.

Pour éviter ces effets il est possible de recourir à des solutions telles que des conducteurs multibrins, l'utilisation de transposition (barres Roebel) ou de fils de Litz.

La résistance par phase est un élément qui permet de modéliser les pertes qui seront induites dans le bobinage. Il est nécessaire de déterminer d'autres éléments du schéma équivalent, ce sont les inductances, ces éléments vont permettre de tenir compte des couplages magnétiques entre les différentes bobines qui sont insérées dans un même circuit magnétique ainsi que des fuites de flux dans les différentes parties (entrefer, têtes de bobines...)

L'inductance est un paramètre géométrique qui lie le flux au courant. Elle se compose de 2 éléments : l'inductance magnétisante qui représente le flux échangé entre le rotor et le stator (aussi appelé réaction d'induit), et l'inductance de fuite qui prend en compte tous les autres termes représentant le flux perdu dans la géométrie.

L'expression de l'inductance magnétisante pour une machine synchrone peut être obtenue à partir de l'expression [2.49], la méthode pour obtenir cette expression est décrite dans [Pyr08].

$$L_m = \left(\frac{N_{sp} \cdot k_{b1}}{p} \right)^2 \frac{2 \cdot m \cdot \mu_0 \cdot R \cdot L}{\pi \cdot k_C (e + e_{aim} / \mu_r)} \quad [2.49]$$

où N_{sp} représente le nombre de spires en série par phase.

Plusieurs inductances de fuites peuvent être rencontrées. Pour les machines à aimants permanents collés en surface, les principales fuites sont les fuites d'encoches et de têtes de bobines.

Pour une encoche rectangulaire comme celle de la Figure 2.12, l'inductance de fuite d'encoche est donnée par l'équation [2.50].

$$L_e = \frac{\mu_0 N_c^2}{l_{ouv}} \left(\frac{h2 - h1}{3} + (h3 - h2) \right) L \quad [2.50]$$

où N_c représente le nombre de bobines par encoche.

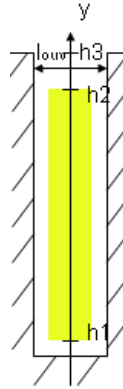


Figure 2.12 Encoche rectangulaire

L'inductance de fuite des têtes de bobines est quant à elle définie selon [2.51] où L_f dépend de la géométrie.

$$L_t = \frac{\mu_0 m D N_s^2}{p^2} L_f \quad [2.51]$$

Si on note χ l'angle fait par les têtes de bobines, comme décrit Figure 2.13, l'une des expressions utilisées pour L_f est donnée dans [D3440] et rappelée en [2.52].

$$L_f = \frac{\gamma \tan \chi}{4} \left(1 - \frac{\sin(\gamma\pi)}{\gamma\pi} \right) + \frac{k_{b1}^2}{6} (1 + 0.12\gamma^2) \quad [2.52]$$

Un autre élément doit être pris en compte pour l'inductance. Il s'agit de l'impact de la non linéarité des propriétés des matériaux en fonction du champ, plus communément nommé saturation magnétique.

Il est alors possible de corriger les valeurs des inductances en tenant compte des propriétés magnétiques de la machine et en déterminant des coefficients de saturation.

Il est également nécessaire de prendre en compte les échanges de flux entre phases de la machine (couplage), effets qui seront pris en compte par l'utilisation d'inductance mutuelle.

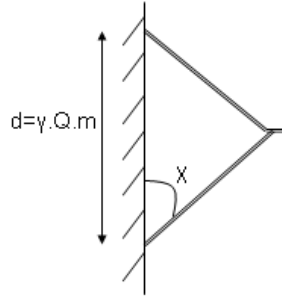


Figure 2.13 Schéma des têtes de bobines

On représente souvent les couplages magnétiques par une matrice inductance telle que [2.53] pour une machine triphasée équilibrée.

$$[L] = \begin{bmatrix} L_p & M & M \\ M & L_p & M \\ M & M & L_p \end{bmatrix} \quad [2.53]$$

avec L_p l'inductance propre déterminée par [2.54] et M l'inductance mutuelle entre deux phases consécutives. La matrice inductance traduit ainsi le lien entre les flux et le courant d'où l'expression [2.55].

$$L_p = L_m + L_t + L_e \quad [2.54]$$

$$[\phi] = [L][i] \quad [2.55]$$

Dans le cas d'une machine triphasée équilibrée, couplée en étoile, on a la relation [2.56] et on peut donc transformer la matrice inductance comme c'est le cas dans [2.57].

$$\sum_{i=1}^3 i_m = 0 \quad [2.56]$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_p - M & 0 & 0 \\ 0 & L_p - M & 0 \\ 0 & 0 & L_p - M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{cyc} & 0 & 0 \\ 0 & L_{cyc} & 0 \\ 0 & 0 & L_{cyc} \end{bmatrix} \quad [2.57]$$

où L_{cyc} représente l'inductance cyclique.

Le modèle équivalent monophasé d'une machine à aimant est donc celui donné Figure 2.14.

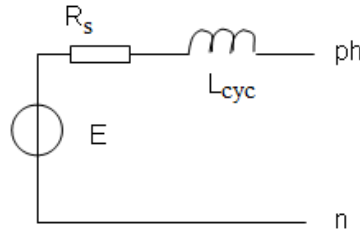


Figure 2.14 Modèle équivalent monophasé d'une machine à aimants permanents

Comme pour la machine asynchrone, il sera possible de compléter le schéma équivalent de la machine en prenant en compte les pertes fer en ajoutant une résistance R_f en parallèle de la FEM, les pertes fer pouvant alors être déterminées à partir du schéma par l'expression [2.58].

$$Pf = m \frac{E^2}{R_f} \quad [2.58]$$

Néanmoins, l'estimation des pertes fer n'est pas une chose aisée comme nous allons le voir dans le paragraphe qui suit qui aura pour but de déterminer le rendement d'une machine.

2. Performance

2.1. Bilan de puissance

Le bilan de puissance d'une machine peut se mettre sous la forme donnée Figure 2.15. En fonction du mode de fonctionnement, le transfert de puissance se fait dans deux sens différents. En mode générateur, la puissance mécanique $C.\Omega$ est convertie en énergie électrique (P_u) récupérée aux bornes de la machine. En mode moteur, la puissance absorbée sur le réseau (P_a) est convertie en énergie mécanique.

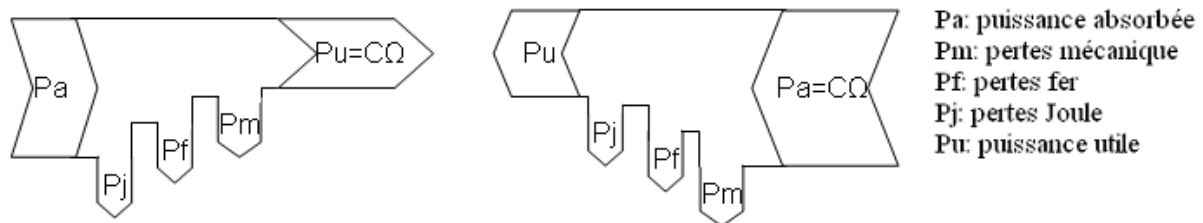


Figure 2.15 Diagramme des puissances: mode moteur (à gauche), mode générateur (à droite)

Remarque : Dans certains cas, en plus de la dissociation des pertes proposées, les pertes statoriques et rotoriques peuvent être séparées.

Le rendement de la machine utilisée en génératrice est défini par l'expression [2.59].

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_u}{P_u + \sum \text{pertes}} \quad [2.59]$$

Il est donc nécessaire d'estimer les différentes pertes de la machine afin de déterminer son rendement. Pour effectuer cette estimation, ce qui est le plus aisé est de dissocier les pertes, comme cela est souvent réalisé en cas d'essais d'une machine.

- Pertes mécaniques

Ce terme désigne les pertes (frottements) dans les différents éléments de liaisons utilisés pour faciliter le mouvement du rotor par rapport au stator ou de transmission mécanique (accouplement).

Les pertes dans les paliers situés sur l'arbre principal sont généralement faibles en présence de vitesses de rotation très faibles, comme c'est le cas dans une application éolienne en attaque directe. On pourra donc, dans ce cas, pour une première estimation, considérer que la puissance sur l'arbre est égale à la puissance récupérée par les pales.

- Pertes par effet Joule

Les pertes dans les conducteurs sont obtenues à partir de leur résistance et du courant les traversant. On peut ramener ces pertes à une phase en utilisant la résistance d'une phase et le courant efficace d'une phase, les pertes sont alors obtenues à partir de l'expression [2.60].

$$P_J = m.R_s.I^2 \quad [2.60]$$

En cas de prise en compte des pertes harmoniques, cette formule peut être adaptée en utilisant les résistances et les courants correspondants, et on obtient l'expression [2.61].

$$P_J = m.\sum_h R_h.I_h^2 \quad [2.61]$$

La résistance pour les rangs harmoniques sera plus grande que celle du fondamental du fait de la réduction des sections de cuivre due à l'effet de peau et à l'effet de proximité.

- Pertes fer

Les pertes fer désignent les pertes dans les tôles empilées de la machine.

Plusieurs modèles existent dans la littérature. La formule de Bertotti donnée en [2.62] peut par exemple être utilisée.

L'estimation des pertes doit tenir compte des caractéristiques propres aux tôles utilisées, caractéristiques qui peuvent varier en fonction du sens de découpe des tôles, du niveau d'induction auquel les tôles sont soumises. On voit qu'en fonction de la partie de la machine considérée et de la fréquence, les pertes seront différentes.

$$P_f = k_h B^2 f^2 + k_e B f + k_a (B f)^{\frac{3}{2}} [2.62]$$

Trois termes apparaissent dans cette expression : le premier désigne les pertes par hystérésis, avec coefficient de pertes par hystérésis associé k_h ; le second représente les pertes par courants de Foucault, avec le coefficient associé k_e ; et le dernier désigne les pertes par excès, avec le coefficient associé k_a . Les pertes obtenues correspondent en réalité à une densité de pertes qui peut être définie par unité de masse ou de volume.

Ces coefficients sont déterminés à partir des pertes caractéristiques données par les fournisseurs. Par exemple, une table pour la nuance de tôles M400-50A est donnée Figure 2.16.

T	W/kg at 50 Hz	VA/kg at 50 Hz	A/m at 50 Hz	W/kg at 100 Hz	W/kg at 200 Hz	W/kg at 400 Hz	W/kg at 1000 Hz	W/kg at 2500 Hz
0,1	0,02	0,07	32,6	0.07	0.16	0,48	2.12	8.64
0,2	0,09	0,18	43,5	0.26	0.64	1,80	7.49	30.1
0,3	0,19	0,33	50,8	0.54	1.35	3,77	15.3	62.7
0,4	0,31	0,50	57,2	0.88	2.25	6,29	25.7	109
0,5	0,46	0,69	63,4	1.27	3.33	9,37	39.0	172
0,6	0,62	0,91	69,9	1.73	4.58	13,1	56.1	256
0,7	0,81	1,16	77,3	2.24	6.03	17,5	77.1	367
0,8	1,01	1,46	86,0	2.80	7.68	22,7	103.1	509
0,9	1,24	1,81	97,2	3.44	9.58	28,8	135.0	685
1,0	1,49	2,23	113,2	4.15	11.7	35,9	173.3	899
1,1	1,76	2,79	137,8	4.95	14.2	44,2	218.8	1155
1,2	2,09	3,60	180,2	5.85	17.0	53,8	272.4	1453
1,3	2,46	5,07	269,5	6.88	20.2	64,9	334.6	1793
1,4	2,96	8,80	516,8	8.18	23.8	77,4	405.6	2130
1,5	3,57	21,6	1307	9.82	28.3	91,7	488.4	
1,6	4,38	57,2	3180					

Figure 2.16 Pertes pour tôle M400-50A pour différentes inductions et différentes fréquences

En règle générale, il est intéressant de dissocier les dents de la culasse pour effectuer le calcul de ces pertes car les caractéristiques de l'induction dans ces 2 parties de la machine diffèrent.

On a souvent plus d'harmoniques dans les dents et des niveaux d'induction plus élevés peuvent être atteints.

La prise en compte des harmoniques peut se faire à partir de l'expression [2.63].

$$P_f = \sum_h \left(k_h B_h^2 (h f)^2 + h k_e B_h f + k_a (h B_h f)^{\frac{3}{2}} \right) [2.63]$$

où B_h représente la valeur maximale de l'induction pour le rang harmonique h .

Dans certain cas, le terme « pertes fer » peut aussi désigner les pertes à vide de la machine. En effet, pour une machine à aimants, il est difficile de dissocier les pertes à partir d'essais et l'essai à vide permet d'avoir la somme des pertes (mécaniques et une partie des pertes par courants induits) autres que les pertes liées au courant parcourant les phases (Joule).

Etant donné que beaucoup de paramètres interviennent, l'estimation des pertes dans les tôles de la machine n'est en général pas précise, même si les éléments finis permettent d'avoir une répartition plus précise de l'induction. Le retour d'expérience permet de déterminer des coefficients dans le but de se rapprocher des mesures.

- Pertes par courants induits au rotor

Dans les machines synchrones à pôles saillants de forte puissance, les pôles sont réalisés à partir de tôles empilées et des bobines de cuivre sont enroulées autour pour former des électroaimants, tandis que des barres « amortisseuses » sont logées dans la partie supérieure du pôle. De ce fait, les harmoniques de champ dans l'entrefer induisent dans ces barres des courants de circulation. Dans les machines à aimants, il n'y a généralement pas d'amortisseurs, ce qui conduit à ce que les harmoniques de champ puissent pénétrer « profondément » dans les aimants.

Ces harmoniques de champ, qui peuvent être liés à la présence d'harmoniques de courants, à la présence des encoches ou à la répartition du bobinage, conduisent à générer des courants de Foucault et donc des échauffements. Le parcours de ces courants de Foucault est décrit Figure 2.17 où les dimensions de l'aimant b_{aim} et l_{aim} respectent la relation $b_{aim} < l_{aim}$.

Ces courants vont être présents dans toutes les parties conductrices de la machine (carcasse, aimants, amortisseurs...).

Dans le cas des aimants, les courants induits sont d'autant plus gênants que les performances des aimants sont sensibles à la température. L'autre point à noter est qu'il est coutume de protéger les aimants en les recouvrant d'une frette ou d'un couvercle ; ces éléments étant généralement de bons isolants thermiques, ils peuvent rendre le refroidissement difficile.

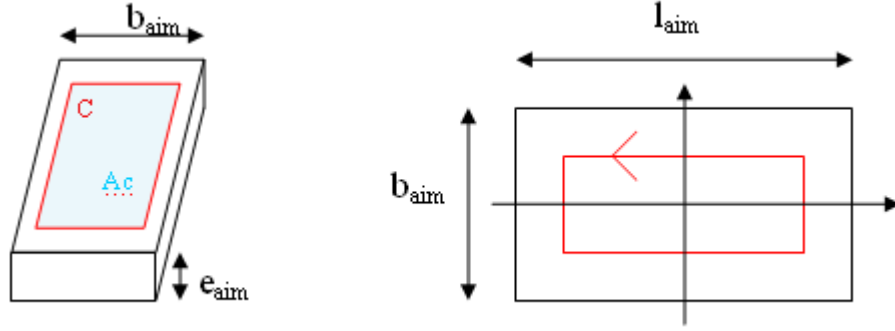


Figure 2.17 Modèle d'un bloc d'aimant

L'équation de Maxwell Faraday [2.64] permet de lier les variations de champ magnétique à la création d'un champ électrique et elle s'applique dans le cas des aimants.

$$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \iint_{A_c} \frac{d}{dt} \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad [2.64]$$

où \vec{E} représente le champ électrique.

En partant des hypothèses suivantes :

- Parcours des lignes de courant rectilignes,
- Induction constante à la surface de l'aimant,

il est possible d'estimer les pertes dans les aimants. Pour cela, on va développer les termes de l'expression [2.64], le champ électrique étant lié à la densité de courant par l'expression [2.65]

$$\vec{E} = \rho_{aim} \vec{J} \quad [2.65]$$

où ρ_{aim} correspond à la résistivité des aimants et \vec{J} le vecteur densité de courant.

Soit J_C la densité de courant sur le contour C de longueur l_C et A_C la surface fermée par ce contour, on obtient l'expression [2.66] en utilisant [2.64].

$$\rho_{aim} J_C l_C = -A_C \frac{dB}{dt} \quad [2.66]$$

Pour un matériau où des courants circulent, la puissance instantanée, qui correspond aux pertes par effet Joule, est définie par [2.67].

$$P_{aim} = \int_{V_{aim}} \rho_{aim} J_C^2 dV \quad [2.67]$$

où V_{aim} représente le volume d'aimants.

Les expressions [2.66] et [2.67] conduisent à l'expression des pertes [2.68].

$$P_{aim} = \int_{V_{aim}} \frac{k_{aim}}{2\rho_{aim}} \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dV \quad [2.68]$$

Le facteur k_{aim} dépend des dimensions de l'aimant et plus précisément du ratio entre la longueur et la largeur de l'aimant. Sa valeur est obtenue dans [Nip99] et en fonction des différentes configurations géométriques, on retrouve les équations [2.69], [2.70] ou [2.71].

$$k_{aim} = \frac{e_{aim}}{128} \left[(l_{aim} - b_{aim})^4 \ln \left(\frac{l_{aim} + b_{aim}}{l_{aim} - b_{aim}} \right) - 2l_{aim}b_{aim}(l_{aim}^2 - b_{aim}^2 - 4l_{aim}b_{aim}) \right] [2.69]$$

si $l_{aim} > 2b_{aim}$

$$k_{aim} = \frac{e_{aim}}{2916} \left[2(l_{aim} - 2b_{aim})^4 \ln \left(\frac{l_{aim} + b_{aim}}{l_{aim} - 2b_{aim}} \right) - 3b_{aim} \frac{2l_{aim}^4 - 13l_{aim}^3b_{aim} - 54l_{aim}^2b_{aim}^2 - 52l_{aim}b_{aim}^3 + 68b_{aim}^4}{l_{aim} + b_{aim}} \right] [2.70]$$

si $l_{aim} \gg b_{aim}$

$$k_{aim} = \frac{e_{aim}l_{aim}b_{aim}^3}{12} [2.71]$$

Les expressions obtenues de cette manière ne tiennent pas compte de plusieurs paramètres qui tendent à réduire la valeur des pertes.

L'un de ces paramètres est la non prise en compte de la profondeur de pénétration du champ. En effet, l'induction dans les aimants aura la forme de la Figure 2.18 et la profondeur de pénétration δ est définie par l'expression [2.72].

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\mu\sigma\omega}} = \sqrt{\frac{\rho_{aim}}{\pi f_g \mu_r \mu_0}} [2.72]$$

avec σ représente la conductivité et ω la pulsation.

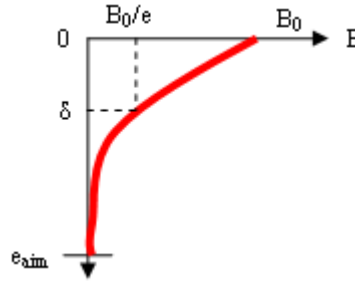


Figure 2.18 Forme de l'induction en fonction de l'épaisseur d'aimant

Dans le cas où les aimants sont en rotation, la fréquence qui entre en jeu dans le calcul de la profondeur de pénétration est en fait la fréquence de glissement en fonction de l'harmonique de l'induction considérée.

Cette fréquence est déterminée à partir de l'expression [2.73].

$$f_g = f \left(1 - \frac{n}{p} \right) [2.73]$$

où n représente le rang de l'harmonique et p le nombre de paires de pôles de la machine.

Pour tenir compte de ce phénomène il est possible de corriger l'épaisseur d'aimant dans l'expression des pertes, la nouvelle expression des pertes devient [2.74].

$$p = \frac{k_{aim}k_{ep}}{2\rho_{aim}} \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 [2.74]$$

La valeur du coefficient k_{ep} est obtenue avec [2.75].

$$k_{ep} = \frac{\delta}{2e_{aim}} \left(1 - e^{-\frac{2e_{aim}}{\delta}} \right) [2.75]$$

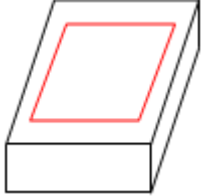
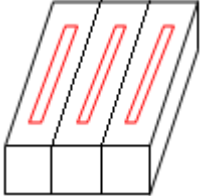
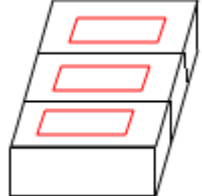
Dans le but de limiter les pertes dues aux courants de Foucault, il est possible d'utiliser des artifices tels que la segmentation ou le rainurage des parties massives de la machine. La Figure 2.19 illustre l'obtention d'un pôle à partir de plusieurs segments d'aimants.

Il est possible de quantifier l'impact de ces technologies en regardant l'effet que cela a sur le calcul de la résistance équivalente en fonction de la segmentation comme cela est décrit Table 2.7. On peut estimer la résistance sans et avec segmentation en considérant que les lignes de courant sont rectangulaires.



Figure 2.19 Exemple de collage de plusieurs blocs d'aimants identiques pour l'obtention d'un pôle

Table 2.7 Impact de la segmentation

Cas	Sans segmentation	Segmentation radiale	Segmentation axiale
Contour			
Résistance	$\frac{4\rho_{aim}}{e_{aim}l_{aim}b_{aim}}(l_{aim} + b_{aim})$	$\frac{4\rho_{aim}}{e_{aim}l_{aim}b_{aim}}(N_{aim}l_{aim} + b_{aim})$	$\frac{4\rho_{aim}}{e_{aim}l_{aim}b_{aim}}(l_{aim} + N_{aim}b_{aim})$

La plus grande des dimensions étant la longueur l_{aim} , l'impact sur la résistance, d'une segmentation radiale, sera plus important que celui d'une segmentation axiale. Cela sera d'autant plus vrai quand l'écart entre longueur et largeur sera grand.

Toutefois, l'estimation analytique des pertes dans les aimants ne conduit pas à des valeurs très précises. Elle permet d'estimer l'ordre de grandeur des pertes dans les parties massives, de vérifier si ces pertes sont acceptables ou non et aussi d'estimer l'effet de la segmentation des aimants.

Afin d'estimer les pertes dans les parties massives, des résultats des calculs par éléments finis 2D seront utilisés. Ces valeurs seront toujours pessimistes et, pour avoir des valeurs plus proches de la réalité, un calcul 3D serait nécessaire.

Pour déterminer les pertes dans les aimants, on force la somme des courants dans un des aimants à être nulle et on essaie également de prendre en compte la segmentation radiale en modélisant plusieurs blocs côte à côte.

Le logiciel FLUX est utilisé pour réaliser les calculs numériques par éléments finis et la modélisation des aimants est donnée Figure 2.20.

Pour les aimants, on modélise l'élément par un conducteur massif dans la partie circuit et on force un courant nul à l'extérieur de cet élément, de manière à imposer que le courant se referme dans cet élément ; pour les parties non finies (carcasse), on modélise toujours l'élément par un conducteur massif en revanche on court-circuite cet élément, de cette façon on n'impose pas au courant de se « refermer » dans la partie de machine modélisée.

Nous avons à partir des éléments donnés dans ce paragraphe les moyens d'estimer le rendement de la machine. Une « bonne » machine n'est pas seulement une machine ayant un bon rendement mais il faut également que son comportement thermique et vibratoire soit bon.

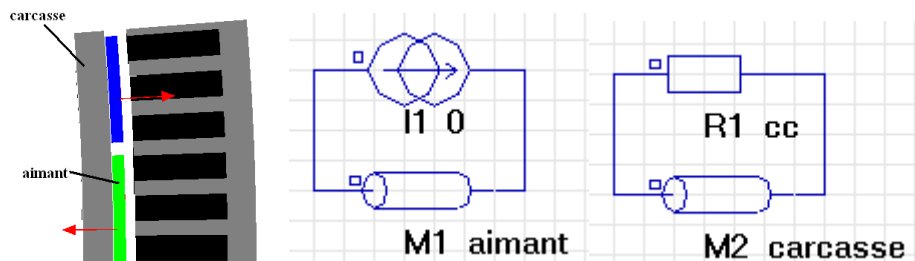


Figure 2.20 Modèle de la machine utilisée sous FLUX et modèles des circuits utilisés pour la détermination des pertes par courant induits dans les différentes parties de la machine.

En se focalisant sur les puissances, pour déterminer les performances, nous avons uniquement considérés des valeurs moyennes. Ces valeurs ne permettent pas à elles seules de conclure sur la qualité d'un dimensionnement : une autre notion est importante pour une machine, c'est le couple.

Pour cette valeur on cherche généralement à avoir un couple le plus « propre » possible ; i.e. un couple constant. Pour prendre en compte la qualité de cet élément il est nécessaire de s'intéresser à des valeurs instantanées. Nous allons maintenant présenter les expressions permettant de déterminer le couple ; la notion d'harmonique sera également mise en avant.

2.2. Couple

Le couple peut être obtenu en dérivant l'énergie électromagnétique ou la co-énergie électromagnétique. L'énergie (W_{em}) étant définie en [2.76] et la co-énergie (W'_{em}) en [2.77] sont illustrées Figure 2.21.

En général, on préfère utiliser la co-énergie car elle dépend du courant et non du flux, dans la mesure où le flux est un paramètre qui n'est pas imposé [Mul04].

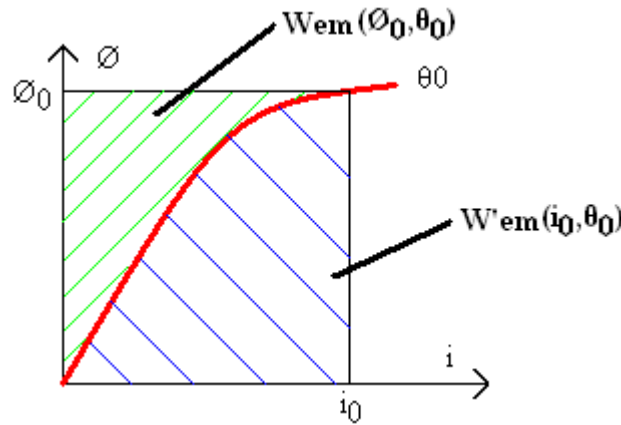


Figure 2.21 Caractéristique du flux en fonction du courant pour une position donnée

$$W_{em} = \int_0^{\Phi_0} i(\phi, \theta) d\phi \quad [2.76]$$

$$W'_{em} = \int_0^{i_0} \phi(i, \theta) di \quad [2.77]$$

Le couple peut alors être obtenu à partir de l'énergie en utilisant [2.78] ou à partir de la co-énergie en utilisant [2.79].

$$C = -\frac{\partial W_{em}(\phi, \theta)}{\partial \theta} \quad [2.78]$$

$$C = \frac{\partial W'_{em}(i, \theta)}{\partial \theta} \quad [2.79]$$

Dans le cas d'une machine synchrone, le flux vu par l'induit est composé du flux propre (dû au courant) et du flux inducteur, créé par le pôle rotor (aimant ou bobine), d'où l'expression [2.80].

$$\phi = Li + \phi_f \quad [2.80]$$

En considérant que le flux inducteur et que l'inductance ne dépendent que de la position on en déduit la co-énergie électromagnétique pour ce type de machine grâce à l'équation [2.81].

$$W'_{em}(i, \theta) = \int_0^i [L(\theta)i + \phi_f(\theta)] di = \frac{1}{2} L(\theta) \cdot i^2 + \phi_f(\theta) \cdot i \quad [2.81]$$

Et on peut en déduire l'expression du couple [2.82] en partant de [2.79].

$$C = \frac{i^2}{2} \frac{dL}{d\theta} + i \frac{d\phi_f}{d\theta} \quad [2.82]$$

De cette expression, on en déduit que le couple possède deux composantes, la première liée à la saillance de la machine (variation de l'inductance en fonction de la position) qui correspond au couple réactif et la seconde qui provient de l'interaction entre le courant induit et le flux inducteur dénommé couple synchrone.

Dans le cas des machines à pôles lisses, à l'inverse de celles à pôles saillants, l'inductance est indépendante de la position et le couple réactif est nul. Le couple dans les machines à pôles lisses a donc pour expression [2.83].

$$C = i \frac{d\phi_f}{d\theta} \quad [2.83]$$

L'expression de la force électromotrice étant donnée par [2.84].

$$e = \Omega \frac{d\phi_f}{d\theta} \quad [2.84]$$

La constante mécanique du système étant grande devant la constante de temps électrique, on peut considérer la vitesse constante par rapport aux grandeurs électriques. Cela est d'autant plus vrai dans les génératrices éoliennes, car l'inertie des parties en rotation est grande (inertie des pales) et que, selon la loi de la dynamique [2.85] cette inertie limite les variations de vitesse angulaire.

$$J_z \frac{d\Omega}{dt} = C(t) - C_r(t) \quad [2.85]$$

où J_z représente l'inertie dans l'axe de rotation et C_r représente le couple résistant qui peut lui-même dépendre de plusieurs paramètres, tels que la vitesse de rotation.

Pour une éolienne (ou une hélice), le couple résistant est principalement lié à la puissance du vent exercée sur les pales. Ce couple varie proportionnellement au carré de la vitesse pour un angle de calage des pales donné et le coefficient varie quant à lui en fonction de l'angle.

Pour une application où la vitesse est plus élevée, il peut également être intéressant de prendre en compte les frottements (palier), le couple résistant de ces éléments étant proportionnel à la vitesse de rotation.

Dans le cas d'une machine triphasée, l'expression du couple peut être mise sous la forme [2.86].

$$C(t) = \sum_{k=1}^3 i_k(t) \frac{\partial \phi_{f_k}}{\partial \theta} = \sum_{k=1}^3 \frac{i_k(t) e_k(t)}{\Omega} \quad [2.86]$$

Dans le cas d'une machine à forme d'onde sinusoïdale, le couple moyen peut être obtenu à partir de l'expression [2.87].

$$C_{moy} = q \frac{E_{max} I_{max}}{2\Omega} \cos(\psi) \quad [2.87]$$

où ψ est l'angle d'autopilotage qui correspond au déphasage entre le courant et la force électromotrice. Il peut être obtenu à partir de l'expression suivante : $\psi = \delta - \varphi$ où δ représente l'angle interne de la machine et φ le déphasage entre le courant et la tension, tous ces angles étant représentés sur le diagramme de Fresnel de la Figure 2.22.

Outre le couple moyen, il existe également des pulsations de couple. Ces ondulations peuvent être à l'origine de perturbations sur le contrôle de la machine et être la source de bruits et de vibrations.

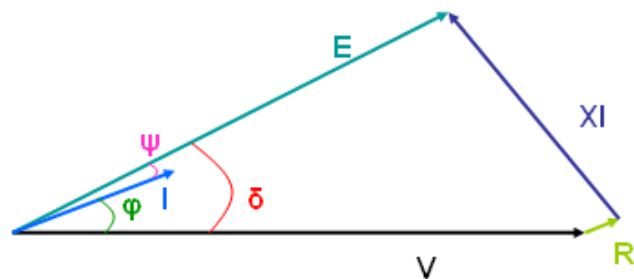


Figure 2.22 Diagramme de Fresnel

Dans le cas des machines à aimants, ces perturbations peuvent être provoquées par deux phénomènes différents. Le premier est lié à la géométrie : l'alternance entre les encoches et les dents statoriques induit des modifications de la perméance qui correspond également à une variation de champ ; ce champ créé un couple qui est dénommé couple de détente (« cogging » en anglais).

L'expression du couple est obtenue à partir de l'intégrale sur la surface (cylindre de longueur L et de diamètre D) des composantes normales et tangentielles du flux d'entrefer qui peut être mis sous la forme [2.88].

$$C_d = \frac{LR^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} B_{ent}^r \cdot B_{ent}^\theta \cdot d\theta [2.88]$$

Ce couple est présent quelle que soit la vitesse de la génératrice et il peut perturber son fonctionnement si les valeurs qu'il atteint sont importantes surtout pour des points de fonctionnements où le couple moyen est faible.

Dans le cas de la machine de la Figure 2.20 (cas de référence), la forme d'onde du couple de détente est donnée Figure 2.23.

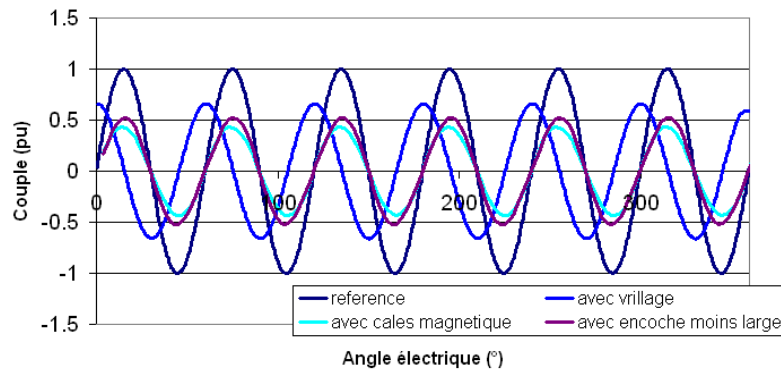


Figure 2.23 Evolution du couple de détente en fonction de la géométrie

Il y a des moyens de limiter l'amplitude du couple de détente en suivant différentes règles de conception. Par exemple, il est possible de vriller les encoches ou les aimants sur la longueur. On peut également réduire les ouvertures d'encoches ou encore choisir un nombre de dents proche du nombre d'aimants (bobinages fractionnaires).

Dans le cas des machines de forte puissance où les encoches sont rectangulaires, une solution est d'ajouter des cales magnétiques pour avoir des encoches « fermées » comme indiqué sur la Figure 2.24. L'impact de ces différentes modifications sur le couple de détente est présenté Figure 2.23.

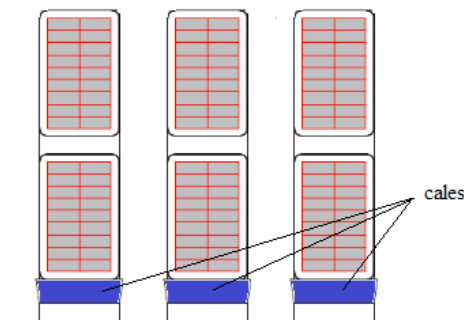


Figure 2.24 Localisation des cales magnétiques

La deuxième source d'ondulations de couple est liée à l'interaction entre les courants et les FEMs. Si les formes d'ondes rencontrées étaient parfaitement sinusoïdales, il n'y aurait pas d'ondulations.

En revanche, les formes obtenues ont toujours des contenus harmoniques et en fonction de la combinaison de ces harmoniques, il est possible d'obtenir des ondulations à des fréquences variables qui seront un multiple de 6 pour une machine triphasée.

Tout signal peut se décomposer en série de Fourier, donc la FEM peut se mettre sous la forme [2.89] et les courants de phases sous la forme [2.91].

$$e_k(t) = \sum_{h=1}^{\infty} E_h \cos\left(h\omega t - \varphi_{Eh} - h(k-1)\frac{2\pi}{m}\right) [2.89]$$

Dans l'expression ci-dessus, E_h est la valeur maximale de l'harmonique de la FEM au rang h et φ_{Eh} l'angle de l'harmonique du rang h .

Dans le cas des machines triphasées équilibrées, les harmoniques de forces électromotrices sont de rang impairs, ils sont donc de la forme donnée en [2.90].

$$h = 6n \pm 1 \text{ ou } h = 6n \pm 3 \quad n \in \mathbb{Z} [2.90]$$

$$i_k(t) = \sum_{h'=1}^{\infty} I_{h'} \cos\left(h'\omega t - \varphi_{Ih'} - h'(k-1)\frac{2\pi}{m}\right) [2.91]$$

De manière équivalente à la FEM, on a $I_{h'}$ la valeur maximale de l'harmonique du courant au rang h' et $\varphi_{Ih'}$ l'angle de l'harmonique du rang h' .

Dans le cas des machines triphasées couplées en étoile tous les rangs harmoniques des courants sont impairs et non multiples de 3 d'où la forme des rangs harmoniques [2.92].

$$h' = 6n \pm 1 [2.92]$$

On obtient l'expression du couple [2.93] en utilisant [2.86].

$$C(t) = \frac{1}{2\Omega} \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{h'=1}^{\infty} E_h I_{h'} \cdot \left[\cos((h-h')\omega t - (\varphi_{Eh} - \varphi_{Ih'})) \sum_{k=1}^q \cos\left((h-h')(k-1)\frac{2\pi}{m}\right) - \cos((h+h')\omega t - (\varphi_{Eh} + \varphi_{Ih'})) \sum_{k=1}^q \cos\left((h+h')(k-1)\frac{2\pi}{m}\right) \right] [2.93]$$

Les seul cas pour lesquels les termes cosinus ne s'annulent pas sont :

- $h = h'$ et dans ce cas le couple produit est un couple constant
- $h \pm h' = 6n \quad n \in \mathbb{Z}$ et on retrouve alors tous les harmoniques multiples de 6.

Il est à noter que les harmoniques de FEM du type $h = 6n \pm 3$ ne produiront pas de couple s'il n'y a pas de courant de la forme : $h = 6n \pm 3$.

Pour éliminer les pulsations de couple, il faut annuler les composantes de FEM et de courant de la forme $h = 6n \pm 1$ qui sont différentes du fondamental, cela revient à avoir des signaux sans harmonique autre que le fondamental (signaux parfaitement sinusoïdaux) ou de n'avoir que des harmoniques de FEM de type $h = 6n \pm 3$. Pour modifier les rangs des harmoniques de FEM, il est par exemple possible d'ajuster l'épanouissement des aimants ou la distribution du bobinage. Plus de détails sur ce sujet sont donnés dans [Lat06].

Les harmoniques de courant sont dus à l'alimentation. Des méthodes pour limiter les harmoniques ou les repousser à des fréquences plus hautes existent et ces modifications dépendent de la stratégie de contrôle mise en place.

Remarque : Les observations faites sur les rangs harmoniques de courants et de FEM ne sont vraies que pour une machine triphasée dont les enroulements sont couplés en étoile. Par exemple, en cas de couplage triangle la présence d'harmoniques de courant multiple de 3 peut exister.

Le fonctionnement de la machine va dépendre de la manière de l'alimenter. Nous allons dans ce qui suit décrire les systèmes qui peuvent être rencontrés pour réaliser l'alimentation des machines.

3. Alimentation

Comme on a pu le voir au chapitre 1, l'alimentation des machines synchrones à vitesse variable se fait par l'intermédiaire de convertisseurs statiques utilisant des composants électroniques.

Le plus souvent, un premier convertisseur est placé entre le réseau et le bus continu. En fonction du mode de fonctionnement de la machine, ce convertisseur travaille en onduleur ou en redresseur. Un filtre peut également lui être associé afin de limiter les perturbations induites par le système sur le réseau. Ce filtre est généralement appelé filtre sinus.

Il est nécessaire de passer par un étage continu quand on veut modifier la fréquence de fonctionnement de la machine, puisque la transformation AC/AC ne s'effectue que de cette façon pour conserver des formes d'ondes qui ne sont pas trop dégradées par la présence d'harmoniques.

Avant l'utilisation du système, il est nécessaire de pré-charger ce bus. Plusieurs méthodes peuvent alors être utilisées pour réaliser cette opération, mais le plus souvent un dispositif auxiliaire est rencontré.

Sur le bus continu, on place régulièrement un hacheur de dissipation ou de freinage (nommé parfois « chopper », qui est le terme anglais). Ce dispositif permet en cas de freinage d'un moteur, de dissiper l'énergie s'il n'est pas possible de la renvoyer au réseau. Il peut également être utilisé en cas de défaut sur le réseau ou sur la machine, toujours dans le but de dissiper de l'énergie.

Entre le convertisseur et la machine, il est également possible d'ajouter des filtres pour réduire les harmoniques ou pour limiter les fortes variations de tension qui pourraient dégrader l'isolation.

Afin de se conformer aux exigences de l'exploitant du réseau il est possible de rencontrer des dispositifs de compensation de l'énergie réactive entre le système et le réseau.

Tous ces éléments, qui peuvent être rencontrés entre le réseau d'alimentation et la machine, sont décrits sur la Figure 2.25 et la photo d'une installation (sans la machine) est également proposée Figure 2.26.

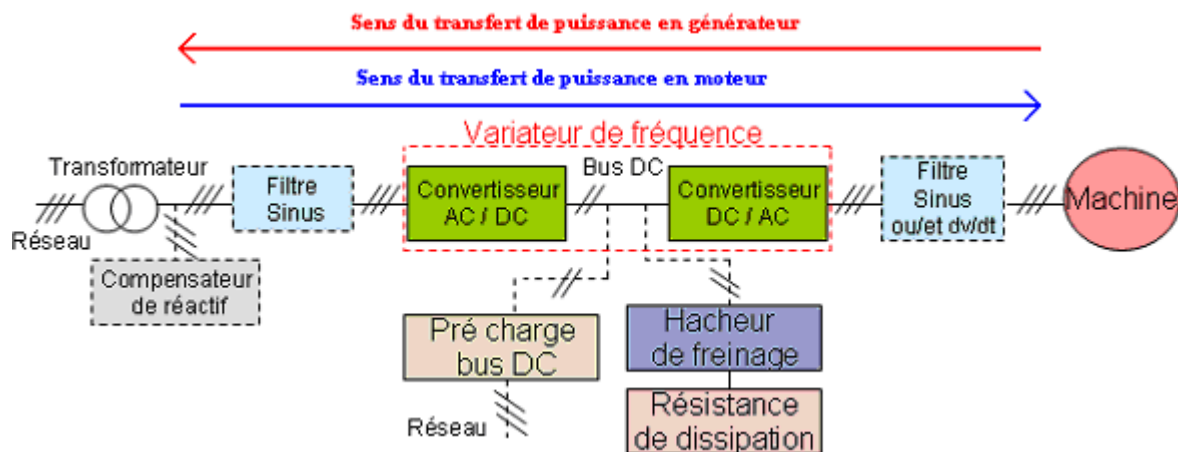


Figure 2.25 Schéma d'une installation avec variateur de fréquence

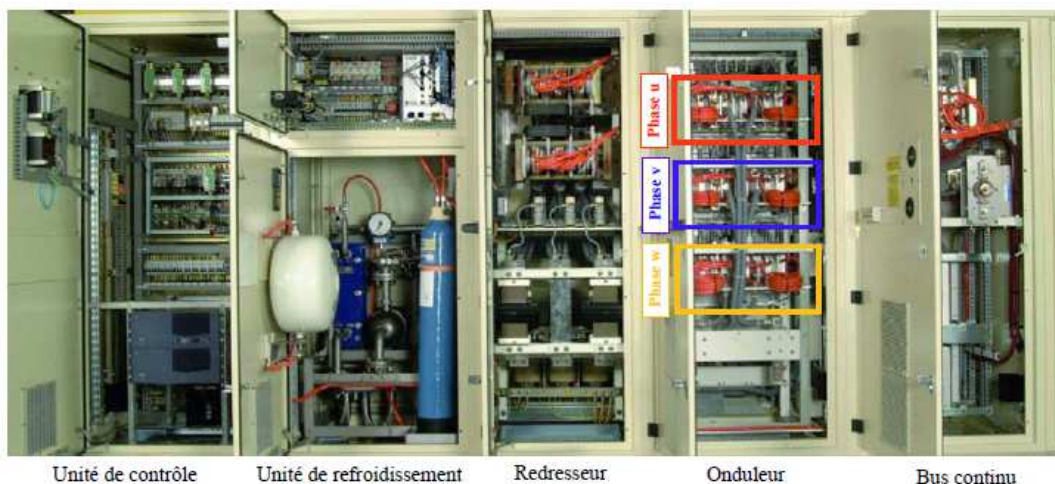


Figure 2.26 Armoires permettant l'alimentation d'une machine électrique

La distance entre ces différents éléments peut varier. Le transport étant effectué par des câbles ayant des propriétés dépendant principalement de leurs longueurs, il est parfois nécessaire de tenir compte des câbles dans la chaîne de puissance pour ne pas surestimer les performances ou omettre des perturbations qui pourraient gêner le bon fonctionnement du système.

3.1. Les convertisseurs statiques

Deux topologies peuvent être potentiellement utilisées : les convertisseurs de courant et les convertisseurs de tension. La différence se fait principalement par le type de composants utilisés pour stabiliser le bus continu (condensateur pour le cas de l'onduleur de tension car il correspond en régime transitoire à une source de tension, l'inductance pour l'autre cas car ce composant se comporte en régime transitoire comme une source de courant). L'autre différence réside dans le choix des composants utilisés. Ainsi un convertisseur à base de thyristors sera un convertisseur de courant et un convertisseur à base de transistors sera un convertisseur de tension. Pour les applications de très fortes puissances (>20MW), seuls les composants de type thyristors sont rencontrés, même si cela pourrait changer car les recherches actuelles tendent à augmenter la puissance des convertisseurs de tensions et les calibres des transistors. Il est également possible d'augmenter les puissances en plaçant plusieurs dispositifs en parallèle.

Pour les applications de plus faible puissance, ce sont principalement les convertisseurs de tension qui sont utilisés car ils permettent d'améliorer la qualité des formes d'ondes en multipliant les commutations (utilisation de la MLI).

En vue d'une application éolienne, les puissances étant compatibles avec les convertisseurs de tensions, c'est ce type d'éléments que l'on va privilégier.

Cette solution permet d'avoir une faible distorsion harmonique des signaux d'alimentation et donc de limiter les harmoniques de courant. En outre, les variateurs de vitesse de ce type ont de bons rendements (voisins de 98% pour les systèmes ayant une puissance de l'ordre du mégawatt) et peuvent délivrer la forme des courants que l'on souhaite obtenir.

Les premiers convertisseurs de tensions étaient de type 2 niveaux comme décrits Figure 2.27. Ils sont rencontrés très souvent dans les applications de faibles puissances. En revanche, en vue de limiter les pertes du système et de réduire les taux de distorsions harmoniques, des topologies multi-niveaux deviennent intéressantes.



Figure 2.27 Description d'un bras de convertisseurs 2 niveaux [Gue10]

Parmi ces technologies on rencontre les deux topologies trois niveaux actuellement : les convertisseurs de type NPC (Neutral Point Clamped) et les convertisseurs de type NPP (Neutral Point Piloted) qui sont présentés Figure 2.28.

En comparaison avec l'utilisation d'un convertisseur 2 niveaux, les solutions 3 niveaux permettent de réduire les pertes dans le convertisseur.

L'« amélioration » NPP permet de mieux répartir les pertes sur les composants de l'électronique de puissance et donc avec les mêmes composants de travailler soit à plus hautes fréquences soit plus haut en courant.

L'inconvénient principal de ces solutions est l'augmentation du nombre de composants qui aura un impact direct sur le coût du convertisseur. Cet impact est d'autant plus fort que, pour des convertisseurs compris entre 1 et 20 MW, les composants de type transistors sont peu utilisés sur le marché et ont donc un coût élevé (marché de « niche »).

Il existe des solutions avec des nombres de niveaux encore plus importants, mais ces solutions sont surtout étudiées en vue d'augmenter le niveau de tension des systèmes et ont vocations à être utilisées dans des applications de réseaux. En effet, l'augmentation des niveaux de tension sur les machines est limitée pour des raisons d'épaisseurs d'isolations et d'échauffements.

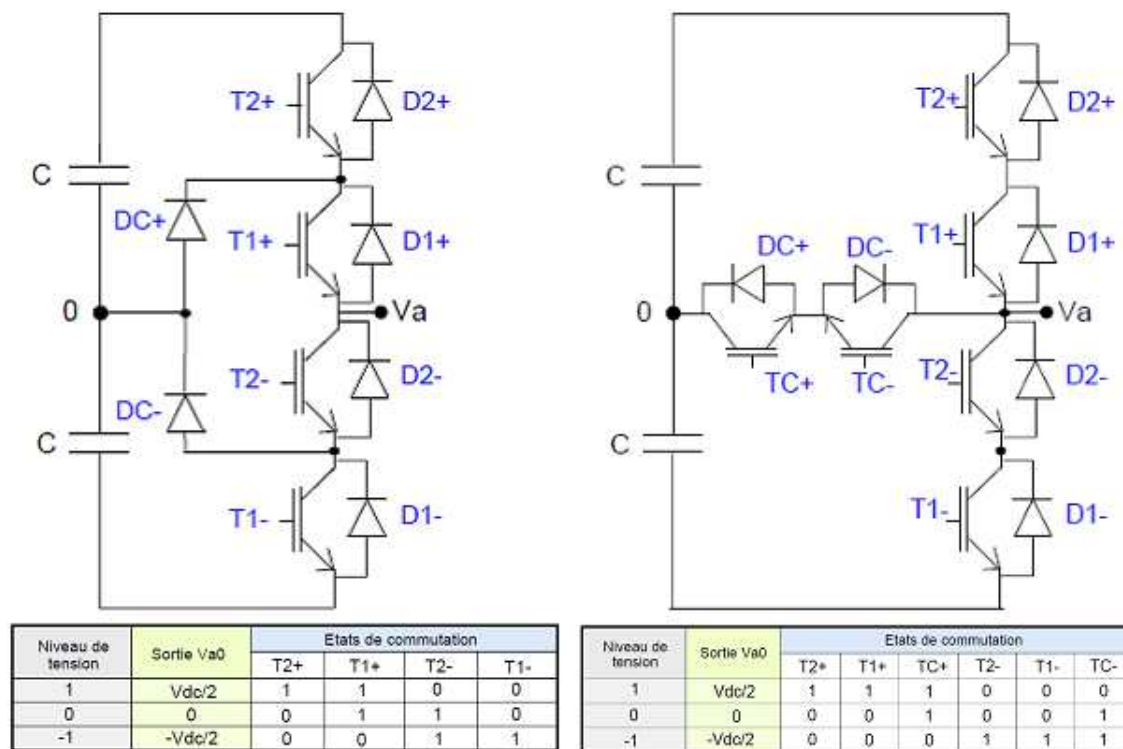


Figure 2.28 Bras de convertisseurs 3 niveaux de type NPC (à gauche) et NPP (à droite) [Gue10]

3.2. Contrôle des machines à aimants permanents

Le contrôle d'une machine à aimants nécessite la connaissance de la position angulaire et de la vitesse du rotor. Pour connaître la position du rotor des machines plusieurs solutions existent :

- L'utilisation d'un capteur de position, de type codeur ou resolver : ce dispositif placé sur l'arbre de la machine permet de savoir à chaque instant où se trouve le rotor par rapport au stator, sa précision dépendant de la résolution choisie.
- L'utilisation de 3 capteurs à effet Hall qui permettent de connaître la position du rotor à 60° électrique près, solution qui sera décrite au chapitre 4.
- L'estimation numérique à l'aide de la mesure des courants dans les phases et d'une reconstitution du flux.

La régulation peut être effectuée en boucle ouverte ou en boucle fermée. L'avantage de la boucle ouverte est sa simplicité. Néanmoins, la boucle fermée lui est souvent préférée car elle permet d'avoir un retour du comportement du système. En boucle fermée, 2 systèmes peuvent être rencontrés, le comparateur à hystérésis et celui utilisant la modulation de largeur d'impulsions (MLI).

Prenons le cas d'un convertisseur ayant deux niveaux : les signaux de commande des composants d'électroniques de puissance peuvent être obtenus à partir de ces deux types de régulateurs. Le principe des régulateurs est schématisé Figure 2.29. Le signal binaire de commande *Com* dans les deux cas est délivré à l'un des composants du bras, l'autre reçoit le signal complémenté.

L'avantage de l'hystérésis est qu'il n'est pas nécessaire de connaître le système pour le commander. Son principe est simple, il consiste à comparer la valeur retournée par le système (mesure) à celle que l'on voudrait obtenir (référence).

On commence par imposer une tension aux bornes de la charge : quand la grandeur mesurée devient trop grande devant la référence, on inverse son alimentation, et quand elle redevient trop faible, on effectue à nouveau un changement de l'alimentation : la mesure va donc osciller autour de la référence.

Cette technologie est fiable et permet de contrôler efficacement la grandeur à contrôler. En revanche, peu de paramètres sont maîtrisés : en particulier, celui qui aura le plus d'impact est la fréquence de commutation des interrupteurs. En effet dans ce cas, cette dernière est libre ce qui peut conduire à avoir des pertes importantes dans les composants du convertisseur statique. Ces pertes augmentent la température dans le composant ce qui peut conduire finalement à sa destruction.

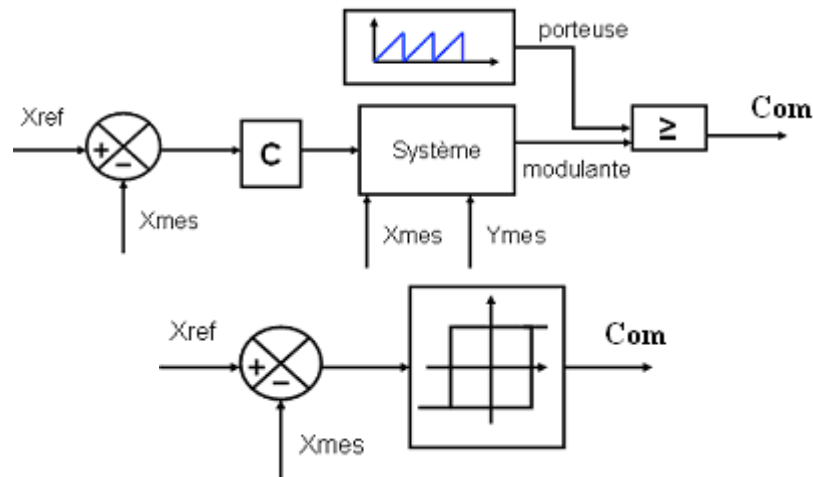


Figure 2.29 Principe des comparateurs à MLI (en haut) et par hystérésis (en bas)

La solution MLI utilise un correcteur C sur la différence entre la mesure et la référence. Il reconstitue alors le système pour savoir quelle est la bonne tension qu'il faut lui appliquer, cette valeur étant appelée modulante. La modulante est alors comparée à un signal à fréquence imposée, la porteuse, afin d'obtenir les signaux de commandes (pulses). Ce principe permet de limiter la fréquence de commutation du convertisseur statique. Il existe plusieurs sortes de MLI en fonction de la forme de la porteuse. Les stratégies de MLI rencontrées sont nombreuses, elles sont rappelées dans la Figure 2.30 et plus de détails sont donnés dans [Cap02].

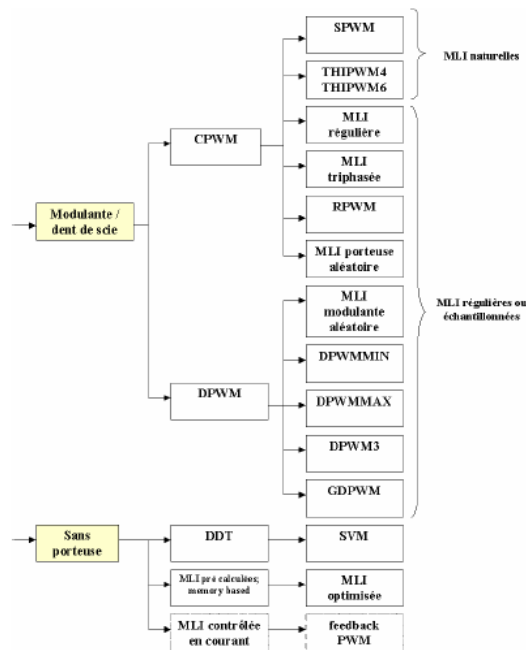


Figure 2.30 Les différentes stratégies de MLI, extrait de [Cap02]

Le choix d'une MLI peut être réalisé en fonction de différents facteurs et il est possible de rencontrer plusieurs stratégies pour une même application en fonction du point de fonctionnement demandé. La solution MLI est la solution privilégiée dans le cas de puissances au-delà du kW.

En résumé un convertisseur multiniveaux contrôlé en boucle fermée sera la solution la plus rencontrée pour les machines à aimants. Nous allons maintenant décrire plus en détail la chaîne de conversion et nous focaliser sur les défauts qui peuvent être rencontrés dans le but, par la suite, de trouver des solutions robustes afin de réduire le risque de les rencontrer ou de proposer des solutions pour fonctionner après que les défauts apparaissent.

4. Modes de défaillance

Comme cela a été dit dans le chapitre précédent, en vue de l'installation de dispositifs éoliens en mer, où les interventions peuvent être rendues difficiles, voire impossibles, par les conditions climatiques, il est nécessaire d'augmenter la fiabilité des systèmes et éventuellement de mettre en place des fonctionnements en régimes dégradés après qu'une défaillance soit intervenue (exemple du régime de neutre IT)

Ce paragraphe a ainsi pour but de décrire les causes de défaillances que peut rencontrer le système ainsi que les dégâts qu'elles peuvent engendrer sur la machine.

Dans le cadre des éoliennes, des études ont permis d'identifier la répartition des défaillances en fonction de leurs occurrences et du temps nécessaire à leurs réparations.

Les principaux chiffres rencontrés sont donnés pour les machines actuellement en service et donc concernent en grande majorité les génératrices à vitesse fixe et les machines asynchrones double alimentées. Il n'y a pas de chiffre disponible sur les machines synchrones en attaque directe ou hybride.

Les observations faites dans le cadre de l'éolien sont données en annexe 3.

Dans le cadre des machines électriques (toutes applications confondues), le court-circuit est l'un des défauts les plus redoutés, car son apparition peut engendrer des dégâts importants.

La Table 2.8 donne uniquement la probabilité d'un cas de court-circuit comparé à un autre. En revanche, nous ne connaissons pas l'occurrence d'un défaut de court-circuit dans une machine électrique.

Table 2.8 Probabilités des cas de court-circuits [Met05]

Cas	% des court-circuits
Court-circuit monophasé	80
Court-circuit biphasé	15
Court-circuit triphasé	5

Nous allons également dans ce qui suit détailler le défaut de court-circuit afin d'avoir une base de travail en vue de trouver des solutions afin de limiter leurs occurrences.

4.1. Chaîne de conversion de la puissance

A partir de la description simplifiée de la Figure 2.25, la description de la chaîne de conversion sera complétée et, dans un deuxième temps, les défauts qui peuvent être rencontrés ainsi que les conséquences pour la machine seront décrits.

Seuls les éléments situés entre le convertisseur statique (redresseur pour une génératrice) et la machine seront retenus, puisqu'en cas de défaut avant ce convertisseur il sera possible de ne plus commander le convertisseur et donc d'ouvrir le système dans des délais très courts. Rappelons que la fréquence de commutation pour ce type de système est souvent supérieure à 1kHz, ce qui correspond à un temps très court pour la machine.

- Le convertisseur statique

Il est composé de plusieurs bras avec un nombre de composants électroniques de puissance variant en fonction de sa topologie.

Les composants peuvent être de type press-pack ou flat-pack, la principale différence entre ces deux technologies se situant au niveau du comportement du composant en cas de défaut. Pour le composant de type press-pack, détaillé Figure 2.31, il se comportera en circuit fermé, alors qu'en cas de défaut, le flat-pack se mettra en position « ouverte ».

Remarque : L'utilisation d'un composant de type press pack permet donc éventuellement de poursuivre le fonctionnement après qu'un défaut sur un composant soit apparu. On peut alors au moment de la conception du convertisseur prévoir une redondance en plaçant sur un bras d'onduleur un IGBT supplémentaire en série, cela permet de soulager la contrainte en tension (tension vue par un composant réduite) en mode de fonctionnement normal et de poursuivre le fonctionnement en cas de défaut d'un des éléments.

On retrouve également des composants électroniques de commande communément appelés « drivers » : leur rôle est de piloter les interrupteurs de puissance. Le dernier élément que l'on retrouve le plus souvent est un système de refroidissement qui peut varier en fonction de la technologie (eau ou air).

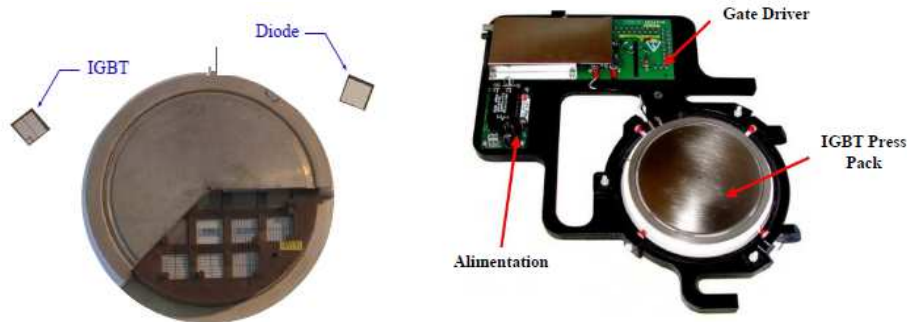


Figure 2.31 Détail de l'IGBT press-pack [Gue10]

- Les filtres dv/dt et/ou filtre sinus

Ce sont des éléments généralement réalisés à partir de bobines et de capacités dans le but de limiter les pentes de tension (filtre de type passe bas pour les hautes fréquences) ou de filtrer les harmoniques aux fréquences choisies (passe bas le plus souvent).

- Organe de protection et/ou d'ouverture

Dans le but de pouvoir dissocier la machine des convertisseurs il est utile (quelquefois imposé par les normes) de placer un organe d'ouverture entre ces deux éléments. Cela peut être un disjoncteur, un sectionneur, des fusibles ou un interrupteur de puissance. Ce dispositif doit également être capable de s'ouvrir dans les pires situations. Dans ces cas, la principale difficulté sera de dissiper l'énergie mise en jeu.

- Les câbles

Ils permettent de relier la machine au convertisseur (dans une éolienne les convertisseurs peuvent être placés dans le mât alors que la machine se trouve dans la nacelle d'où la présence de câbles ayant des longueurs importantes). Un câble est composé d'une partie conductrice l'âme et d'une partie isolante : il est possible également de rencontrer un blindage pour limiter la propagation du champ électromagnétique.

- La boîte à bornes

Les câbles arrivent sur la boîte à bornes avant d'être distribués aux parties actives de la machine. Plusieurs boîtes à bornes peuvent être rencontrées. En effet il est courant de dissocier la partie puissance des auxiliaires (capteurs, ventilateurs...). Des isolateurs sont également utilisés pour respecter les distances de sécurité entre les connexions et la masse (isolation dans l'air environ 1cm/kV).

- Les connexions au stator

On retrouve plusieurs moyens de connexion souples et rigides dans le but de relier les bobines parcourant le stator aux boîtes à bornes et de réaliser les couplages entre les différentes encoches (nombre de phases, circuits parallèles et séries). Il vaut veiller à respecter certaines règles (distances, épaisseur d'isolant) afin de limiter la possibilité d'arc électrique entre les différentes parties placées à des potentiels différents.

- Les bobinages

Des conducteurs, le plus généralement en cuivre, parcourent les encoches du stator en réalisant un certain nombre de spires. Il est indispensable d'isoler chaque spire l'une de l'autre (isolation entre spires) et d'isoler la bobine de la masse (isolation principale).

- Le roulement

Le roulement doit être capable de maintenir l'entrefer de la machine. Il est aussi le seul élément en contact à la fois avec le stator et le rotor de la machine. Pour éviter les courants de circulation entre le stator et le rotor ainsi que dans le roulement, il est nécessaire d'utiliser, soit des balais de masse afin de placer le roulement et les carcasses rotor et stator au même potentiel, soit d'isoler le palier ou d'utiliser des stratégies particulières de MLI.

Dans le cas d'une éolienne, le reste des éléments appartient à la turbine. Tous les éléments nécessaires ne sont pas connus par le machiniste et l'on considérera que les défaillances de ces parties du système n'auront pas d'impact sur la partie électrique.

4.2. Défaits dans la chaîne de conversion

Au niveau du convertisseur et des filtres, plusieurs défauts peuvent perturber le fonctionnement de la génératrice.

Dans la plupart des cas, dans la mesure où ce défaut sera situé avant l'organe d'ouverture, il sera possible de dissocier la génératrice du reste du système. Néanmoins, le temps qu'il faudra pour ouvrir le système dépendra du système retenu, et pourrait ne pas être assez rapide pour ne pas engendrer de dégâts sur la génératrice.

Plusieurs causes peuvent conduire à un défaut de la génératrice. On peut néanmoins les classer en 3 catégories : la première étant le défaut de conception, la seconde le vieillissement et la troisième venant d'un élément extérieur.

Les causes et les conséquences en fonction de la catégorie du défaut sont données Table 2.9.

Le phénomène principal qui sera rencontré en cas de défaut est un échauffement. L'échauffement peut avoir différentes causes mais le résultat sera généralement le même : dégradation des performances et des isolants.

La dégradation de l'isolation aura pour conséquence d'augmenter le risque de contact (direct ou arc) entre deux éléments composants la machine, et donc conduira au court-circuit.

La dégradation des performances peut, quant à elle, être seulement temporaire ; une fois que la température retrouve une valeur inférieure à la limite de bon fonctionnement, il est possible de retrouver les performances attendues.

Table 2.9 Description des catégories de défauts

Nature du défaut	Causes	Conséquences
Conception	Erreur dans le dimensionnement Choix des matières Choix des fixations Mauvaises estimation des chargements	Performances plus faibles que celles attendues (pouvant aller jusqu'à un système non opérationnel) Durée de vie inférieure à celle attendue Casses (matière ou fixations)
Vieillessement	Tous les éléments ont une durée de vie : il faut veiller à ce que toutes les durées de vie soient plus grandes que la durée de vie du système (maintenance comprise) il faut également veiller à ce que les conditions de fonctionnements des différents éléments soient respectées	L'usure prématurée d'un élément peut conduire à des dégâts plus ou moins importants sur le système. D'où l'importance de lister et de planifier les opérations de maintenances nécessaires pour garantir le bon fonctionnement de l'installation.
Éléments extérieurs	Choc d'un élément sur les parties actives de la machine Condition environnementale extraordinaire	En règle générale, c'est plutôt des phénomènes (casses) mécaniques qui en découlent, mais cela peut engendrer des dégâts d'autres natures.

En fonction du lieu, de l'instant et de la nature du court-circuit celui-ci pourra induire des contraintes plus ou moins importantes pour la machine elle-même, mais également pour la structure complète de l'éolienne. En effet, au moment du court-circuit, des champs importants vont être créés au niveau de l'entrefer et pourront conduire à une démagnétisation des aimants. Ce même champ sera la source d'un couple de court-circuit qui peut être très important : ce couple devra être « absorbé » par la structure pour ne pas occasionner de casse irréversible.

Remarque : Le court-circuit induit des champs magnétiques élevés, ces champs vus par les aimants peuvent conduire à une démagnétisation et donc à une réduction des performances de la machine, mais ce cas n'est pas la seule cause de démagnétisation des aimants, un aimant peut se démagnétiser sous l'effet de la température uniquement, ce défaut sera plus détaillé au chapitre 3.

4.3. Court-circuits

Selon le dictionnaire un court-circuit est une connexion accidentelle ou intentionnelle par une résistance ou une impédance très faible de deux ou plusieurs points d'un circuit électrique se trouvant à des tensions différentes ; accident plus ou moins grave qui en résulte (interruption du courant, incendie, etc.).

Il est à noter qu'il n'est pas nécessaire d'avoir un contact entre des parties à des potentiels différents. Il est possible en cas de différences de potentiels importantes, qu'un arc se produise et induise également un cas de court-circuit.

Différents cas, qui vont être décrits dans ce qui suit, pourront être rencontrés.

- Court-circuit phase masse :

Ce cas est le plus fréquent. Dès qu'il y a un défaut d'isolation, étant donné la différence de potentiel entre les phases de la machine et la masse, un courant peut circuler.

En fonction du schéma de connexion à la masse des différentes parties de la machine, ce défaut peut ne pas avoir de conséquence pour la machine.

- Court-circuit entre spires d'une même phase

Ce cas est rencontré lorsque deux spires d'une même bobine entrent en contact. Là aussi une isolation entre spire est prévue mais elle peut se dégrader : quand l'isolation n'est plus suffisante un court-circuit peut se produire.

Dans ce cas, seul le courant dans la partie en défaut peut être important, mais du point de vue de la phase, il est possible que ce défaut ne soit pas détecté du fait de la faible variation d'impédance que ce court-circuit peut engendrer. Néanmoins, il y a création d'un point chaud dans le bobinage qui risque de propager la dégradation de la bobine.

Si on note α le pourcentage de spires en défaut, le schéma équivalent monophasé de la phase en défaut est donnée Figure 2.32.

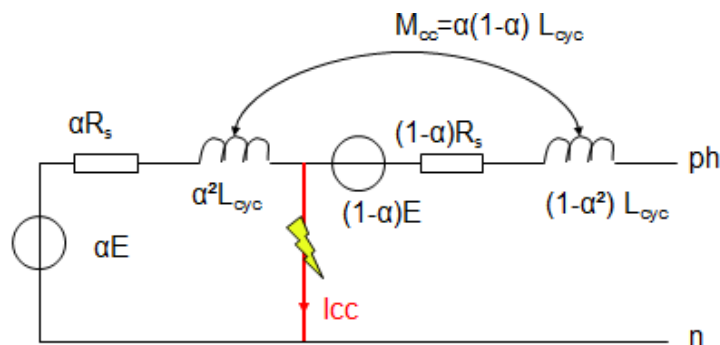


Figure 2.32 Modèle équivalent de la phase en défaut

Les mutuelles avec les autres phases sont « partagées » entre les spires de la phase en défaut, i.e. si M est la mutuelle entre les phases avant le défaut, la mutuelle entre la phase et la partie court-circuitée sera αM et l'autre mutuelle sera $(1-\alpha)M$. Le cas particulier où toutes les spires de la bobine sont court-circuitées correspond au court-circuit phase neutre.

- Entre les phases :

Il est possible de rencontrer deux cas de court-circuits entre phases dans le cas d'une machine triphasée : soit 2 phases sont en court-circuit, on a alors affaire à un court-circuit biphasé, soit les 3 phases sont court-circuitées et on est alors dans le cas d'un court-circuit triphasé.

Les court-circuits entre phases se produisent le plus souvent hors des parties actives de la machine.

Le cas biphasé conduit généralement au couple de court-circuit le plus contraignant. En revanche, l'instant où se produit le court-circuit a un impact très important sur le couple maximum dans le cas biphasé, alors que, quel que soit l'instant pour le cas triphasé le couple maximum reste quasiment inchangé.

Le cas triphasé conduit généralement aux courants les plus importants.

En cas de court-circuit biphasé la machine peut être modélisée par le schéma de la Figure 2.33.

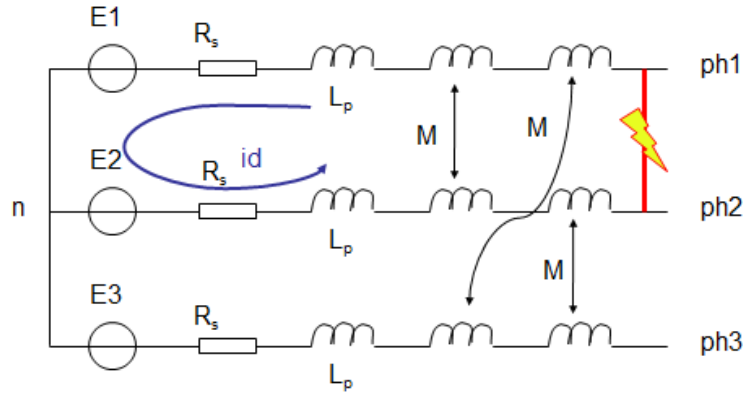


Figure 2.33 Modèle équivalent de la machine au moment du court-circuit biphasé

On fait l'hypothèse que les courants autre que i_d s'annulent au moment du court-circuit. Ce ne sera pas le cas car les dispositifs d'ouverture du système ont généralement un temps de réponse non négligeable.

Après application de la loi des mailles dans la boucle, on obtient l'expression [2.94].

$$e_1 - e_2 + 2.R_s.i_d + 2(L_p - M).\frac{di_d}{dt} = 0 \quad [2.94]$$

où i_d représente le courant de défaut.

Dans le cas où les formes d'onde des FEMs n'ont pas d'harmoniques, le courant sera de la forme [2.95].

$$i_d(t) = C_1 e^{-t/\tau} + i_p(t) \quad [2.95]$$

où la solution particulière i_p sera de forme sinusoïdale.

La constante C_1 sera déterminée à partir des conditions initiales (qui dépendront de l'instant du court-circuit).

Dans le cas du court-circuit triphasé, le modèle est différent et il est décrit Figure 2.34. Cette modification du circuit revient à appliquer une différence de potentiel nulle entre les 3 phases de la machine.

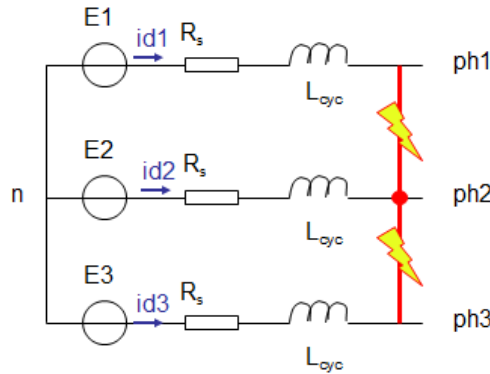


Figure 2.34 Modèle équivalent de la machine au moment du court-circuit triphasé

Sous les mêmes hypothèses que pour le court-circuit biphasé les grandeurs électriques suivent les équations [2.96].

$$\begin{cases} e_1 - e_2 - R_s(i_{d1} - i_{d2}) - L_{cyc} \frac{d}{dt}(i_{d1} - i_{d2}) = 0 \\ e_2 - e_3 - R_s(i_{d2} - i_{d3}) - L_{cyc} \frac{d}{dt}(i_{d2} - i_{d3}) = 0 \\ e_3 - e_1 - R_s(i_{d3} - i_{d1}) - L_{cyc} \frac{d}{dt}(i_{d3} - i_{d1}) = 0 \\ i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} = 0 \end{cases} \quad [2.96]$$

En supposant que le potentiel du point de court-circuit est identique au potentiel du neutre, on peut simplifier l'expression, elle devient [2.97].

$$\begin{cases} e_1 - R_s i_{d1} - L_{cyc} \frac{d}{dt} i_{d1} = 0 \\ e_2 - R_s i_{d2} - L_{cyc} \frac{d}{dt} i_{d2} = 0 \\ e_3 - R_s i_{d3} - L_{cyc} \frac{d}{dt} i_{d3} = 0 \\ id1 + id2 + id3 = 0 \end{cases} [2.97]$$

On retrouve l'expression classique d'un système triphasé équilibré.

La résolution conduit à avoir les expressions [2.98] pour les courants, toujours en considérant les FEMs sans harmoniques [Met05].

$$\begin{aligned} id1 &= \frac{E\sqrt{2}}{\sqrt{R_s^2 + (L_{cyc}\omega)^2}} \left[\sin(\omega t + \varphi_0 - \psi) - \sin(\varphi_0 - \psi) e^{-\frac{R_s}{L_{cyc}}t} \right] \\ id2 &= \frac{E\sqrt{2}}{\sqrt{R_s^2 + (L_{cyc}\omega)^2}} \left[\sin\left(\omega t + \varphi_0 - \psi - \frac{2\pi}{3}\right) - \sin\left(\varphi_0 - \psi - \frac{2\pi}{3}\right) e^{-\frac{R_s}{L_{cyc}}t} \right] \\ id3 &= \frac{E\sqrt{2}}{\sqrt{R_s^2 + (L_{cyc}\omega)^2}} \left[\sin\left(\omega t + \varphi_0 - \psi - \frac{4\pi}{3}\right) - \sin\left(\varphi_0 - \psi - \frac{4\pi}{3}\right) e^{-\frac{R_s}{L_{cyc}}t} \right] \end{aligned} [2.98]$$

où φ_0 représente le déphasage du courant à l'instant du court-circuit et ψ le déphasage entre FEM et courant.

Remarque : L'estimation analytique des grandeurs obtenues en cas de court-circuits est souvent rendue complexe car les différents temps d'intervention des dispositifs de protections modifient le circuit à plusieurs reprises. Un autre phénomène a une grande influence quand ce type de défaut se produit : il s'agit de la variation des inductances. Au moment d'un court-circuit, le courant créé dans les phases réagit de façon à annuler le flux dans la machine (loi de Lenz), ce qui conduit à modifier le modèle magnétique de la machine. Cela se traduit par une modification de l'inductance. En fonction du temps s'écoulant après le court-circuit, plusieurs inductances sont alors estimées :

- l'inductance transitoire : il s'agit de l'inductance présente pendant la phase « transitoire » du court-circuit.
- l'inductance subtransitoire : cette valeur permet de tenir compte de la diminution de l'inductance juste après le court-circuit.

En tenant compte des différentes inductances, le courant est de la forme donnée par l'expression [2.99] [Met05].

$$i(t) = E\sqrt{2} \left[\left(\frac{1}{X''} - \frac{1}{X'} \right) e^{-\frac{t}{\tau''}} + \left(\frac{1}{X'} - \frac{1}{X} \right) e^{-\frac{t}{\tau'}} + \frac{1}{X} \right] \cos(\omega t) - \frac{E\sqrt{2}}{X''} e^{-\frac{t}{\tau_a}} [2.99]$$

où :

- X'' est la réactance subtransitoire,
- X' est la réactance transitoire,
- X est la réactance synchrone,
- τ'' est la constante de temps subtransitoire,
- τ' est la constante de temps transitoire,
- τ_a représente la constante de temps aperiodique (L/R).

La description des différents paramètres et des essais permettant d'obtenir les différentes valeurs est donnée dans la norme IEC 600034-4 pour une machine synchrone à rotor bobiné. Mais certains de ces essais ne peuvent pas être réalisés dans le cas des machines à aimants car il n'est pas possible de faire varier le flux inducteur.

L'allure des courants en présence d'un court-circuit est donnée Figure 2.35, où le court-circuit se produit à l'instant $t=0s$.

La valeur atteinte par le courant en régime permanent dépend du cas rencontré, les valeurs efficaces de ces courants sont renseignées Table 2.10.

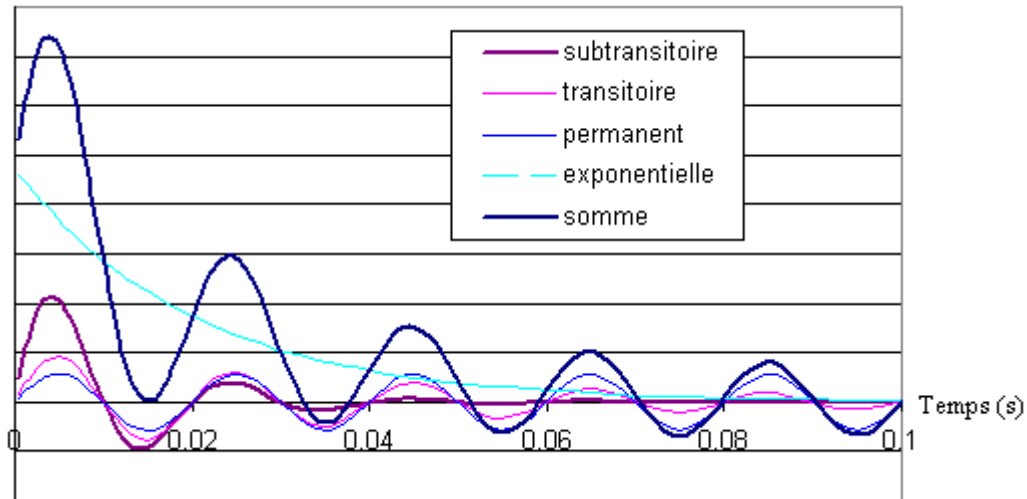


Figure 2.35 Forme du courant et de ses différentes composantes après le court-circuit

L'impédance de défaut Z_d est, en général, très faible et elle peut être considérée comme négligeable dans le but d'avoir une estimation pessimiste des différentes valeurs. Elle peut toutefois intervenir dans le cas où le défaut se produit loin de la machine et que la longueur de câble entre le défaut et les parties actives est importante. L'impédance neutre/terre va quant à elle dépendre du schéma de mise à la terre de l'installation. Il est possible que beaucoup de paramètres interviennent et que ce soit difficile d'estimer précisément cette valeur.

Table 2.10 Valeurs efficaces des courants de défaut en cas de court-circuit

Cas de court-circuit	Impédances mises en jeu	Tension	Courant en régime permanent
Triphasé	Impédance de phase + impédance des câbles jusqu'au défaut	Phase/Neutre	$I = \frac{E}{(Z_{ph} + Z_d)}$
Biphasé	2* impédance de phase + impédance des câbles jusqu'au défaut	Phase/Phase	$I = \frac{E\sqrt{3}}{2(Z_{ph} + Z_d)}$
Monophasé (entre spires + phase/neutre)	Pourcentage de l'impédance de phase + impédance de défaut	α .Phase/Neutre	$I = \frac{\alpha E}{\sqrt{[\alpha R_s]^2 + [\alpha^2 L_{cyc} \omega]^2 + Z_d}}$
Phase/terre	Impédance neutre/terre + impédance de phase + impédance de défaut	Phase/Terre	$I = \frac{E}{(Z_{ph} + Z_d + Z_{nt})}$

On peut lister ci-après quelques solutions pour lutter contre les court-circuits.

Dans le cas des machines à aimants, il n'est pas possible d'« arrêter » la source de flux (aimants) alors que dans les autres types de machines synchrones c'est l'un des moyens qui est mis en place pour protéger l'installation. Une des solutions pour lutter contre les court-circuits est donc de prévoir des organes d'ouverture dans le circuit. Ces organes peuvent être de type disjoncteurs ou fusibles.

Le plus gros problème avec le court-circuit est son diagnostic, car il n'y a que peu de moyen de prévoir un défaut d'isolation. L'un d'entre eux consiste à contrôler la résistance d'isolement, l'autre est de contrôler ce qui transite par la terre. Des contrôles sont généralement faits à la réalisation du stator mais une fois la machine en fonctionnement sur site, peu de contrôles sont réalisés ; idéalement il faudrait vérifier périodiquement ces paramètres (résistance d'isolement) et les comparer aux valeurs initialement obtenues sur la machine. Mais même dans ces conditions, la notion de dégradation sera difficile à estimer car beaucoup de paramètres interviendront. Ainsi même si une valeur plus faible de la résistance permettrait d'identifier une dégradation de l'isolation, on ne pourra pas pour autant, avec cette seule comparaison, dire que la dégradation est suffisante pour occasionner un court-circuit, car la différence de potentiel entre phase et masse joue également un rôle important. De plus, on sait qu'en vieillissant et qu'en présence d'humidité, l'isolation se dégrade.

En revanche, une fois que le défaut s'est produit (et que les dégâts ne sont pas trop importants), il est possible de localiser le défaut. L'utilisation d'un montage du type « pont de Wheatstone » permet de manière assez précise d'estimer la localisation du défaut.

Une estimation analytique des grandeurs au moment d'un court-circuit est rendue difficile par le fait que le comportement magnétique de la machine est modifié et que le modèle utilisé en régime permanent devrait être modifié. Dans le but d'avoir des valeurs plus cohérentes, il faut avoir recours à une simulation numérique par éléments finis.

Des simulations seront réalisées pour la machine réalisée et les résultats seront présentés au chapitre 5. On verra également que des choix ont été réalisés dans le but de pouvoir, dans la plupart des cas, continuer à produire de l'énergie même après que la machine ait subi des dégradations.

A partir des éléments donnés dans ce qui précède nous avons des outils permettant de dimensionner une machine, d'estimer ses performances, d'avoir une idée de son mode d'alimentation et des défauts qui pourraient compromettre son bon fonctionnement. En revanche, nous n'avons pas de moyen de déterminer si la machine identifiée est celle qui répond le mieux au cahier des charges demandé tout en étant compétitive devant celles proposées par des concurrents.

Pour cela, il sera nécessaire d'effectuer une « optimisation » de la solution. La base du procédé repose essentiellement sur une étude de sensibilité, afin d'avoir connaissance des modifications qui peuvent être apportées et de leurs impacts.

Deux configurations peuvent pousser à modifier légèrement un design.

La première vient généralement du retour du client sur le design proposé. La seconde est réalisée dans le but d'utiliser l'outillage déjà existant : utiliser une matrice de découpe des encoches ou une forme de bobines existantes peuvent être des facteurs à prendre en compte afin de proposer des machines ayant des coûts et des délais de fabrication avantageux.

5. Optimisation

Depuis quelques années l'optimisation est souvent utilisée dans le domaine des machines électriques. Il est vrai qu'avec les nouvelles normes et les nouvelles politiques qui visent à augmenter les rendements des machines, il devient très intéressant d'avoir des outils qui permettent de directement cibler les solutions et qui permettent d'obtenir les objectifs escomptés.

Pour cela, il est nécessaire de considérer les expressions reliant les paramètres dimensionnants d'une machine, afin d'y appliquer ensuite un algorithme d'optimisation.

5.1. Objectifs

Le but ici n'est pas de décrire ces méthodes mais juste de donner une idée de l'impact que certains paramètres ont dans le dimensionnement d'une machine en termes de masse, de coût et de rendement.

Dans un premier temps, précisons qu'il est nécessaire d'avoir des modélisations de bonne qualité. Les calculs numériques par éléments finis permettent d'être précis sur l'estimation des performances, mais ils ne sont pas adaptés à ce type d'étude car les temps de calcul sont trop importants et le calcul souvent nécessaire des gradients est instable numériquement. En revanche, ils peuvent être utilisés pour valider les concepts qui ressortent d'une étude d'optimisation.

Pour autant, le piège de ce type de démarche est qu'il est très facile de passer à côté d'aspects physiques ou d'omettre des contraintes de fabrication. Par exemple, la réduction de l'entrefer permet en général d'avoir de meilleures performances électriques. En revanche, si la flèche du rotor n'est pas considérée, on peut se trouver avec un dimensionnement où il y a contact entre le rotor et le stator.

En ce qui nous concerne, nous avons effectué des études de sensibilité dans le but d'identifier les paramètres sur lesquels il serait possible d'agir dans le but de répondre au mieux au cahier des charges d'un client.

Les paragraphes qui suivent vont présenter l'impact des paramètres dimensionnants des parties actives de la machine sur la masse, le coût et le rendement.

5.2. Optimisation de la masse et du coût

L'optimisation de la masse de la génératrice est une chose importante. Pour une éolienne, réduire la masse des éléments situés dans la nacelle permet de réduire les contraintes sur le mât et sur les fondations.

Dans le cas des machines à aimants, on a vu au paragraphe 1.3 de ce chapitre que le choix de la polarité avait un impact sur la masse et le coût.

Néanmoins, pour un nombre de pôles donné il est également possible de modifier la masse des parties actives.

Ce qui va avoir le plus d'impact est l'induction dans l'entrefer produit par les aimants. Cette valeur peut être soit modifiée en réduisant l'entrefer (ce qui est difficile) soit en augmentant l'épaisseur d'aimant (ce qui est coûteux). L'impact sur les parties actives est régi par la règle suivante : plus il y a d'aimants moins il y a de cuivre.

Dans le cas inverse, l'augmentation du cuivre conduit également à augmenter la hauteur des dents de la machine et donc à augmenter le volume des tôles magnétiques.

Le fait que la variation de l'induction dans l'entrefer en fonction de l'épaisseur d'aimant n'est pas linéaire implique que, lorsqu'une certaine épaisseur d'aimant est atteinte, elle ne permet plus de réduire le cuivre. On peut voir Figure 2.36 l'évolution de la masse des parties actives dans le cas d'une machine ayant un entrefer de 9 mm.

Un autre point sera également à prendre en compte : lorsque la masse de cuivre est réduite, et que les aimants sont privilégiés, la valeur du couple en cas de court-circuit sera plus importante qu'un design avec moins d'aimants et plus de cuivre mais le risque de démagnétisation sera plus important.

En revanche, réduire la masse de la génératrice ne conduit pas forcément à réduire son coût.

Etant donné le cours des matériaux de type terres rares donnée Figure 2.37 et les restrictions d'exportation de la Chine, le cours de ces matériaux est volatile, ce qui rend la machine à aimant moins attractive, sauf si des solutions sans dysprosium sont trouvées.

Remarque : Dans un aimant NdFeB, il y a autour de 30% de Nd et le Dy peut être présent jusqu'à 10%, cet élément permettant d'augmenter le champ coercitif.

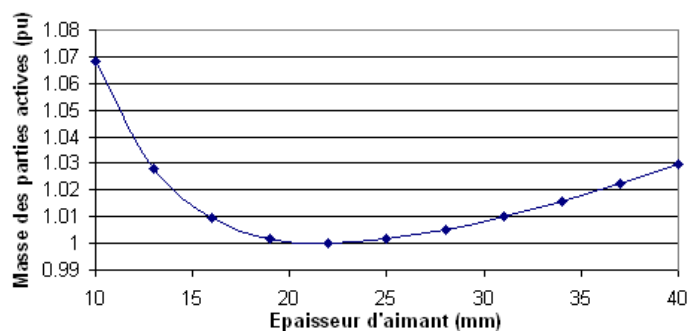


Figure 2.36 Evolution de la masse en fonction de l'épaisseur d'aimant.

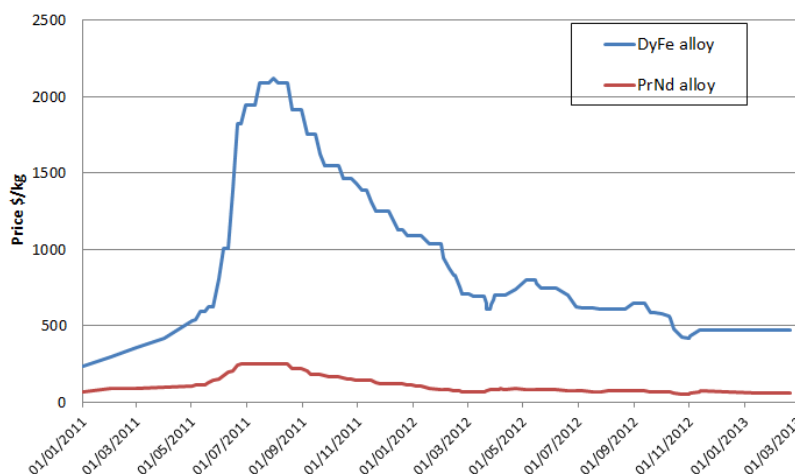


Figure 2.37 Cours des terres rares (Nd en rouge et Dy en bleu) utilisées pour les aimants NdFeB en\$/kg

La solution avec la masse la plus faible ne conduit donc pas nécessairement au coût le plus faible et un design intéressant économiquement à une date ne le sera pas forcément à une autre.

Nous avons considéré les coûts de la Table 2.11 pour réaliser la comparaison de la Table 2.12 où la polarité et les diamètres de la machine sont imposés (en cas de polarité non imposée des valeurs non entières sont obtenues). Les équations utilisées pour la comparaison sont celles décrites précédemment et rappelés en annexe 4. Le calcul a donc pour but de modifier l'épaisseur d'aimant, les dimensions du cuivre, la largeur de dent et l'épaisseur de culasse qui permet d'obtenir un dimensionnement plus adapté. Ces coûts ne correspondent pas à la matière brute mais aux coûts obtenus chez un fournisseur après modification en vue d'être utilisé pour l'assemblage des machines.

Table 2.11 Coût des matériaux utilisés pour le calcul

Matériau	Coût (€/kg)
Cuivre (Cu)	15
Aimant (NdFeB)	72
Tôles (FeSi)	3

Table 2.12 Comparaison de design pour une machine de 5MW à 125 tr/min ayant un rendement de 98%

Cas	Référence	Masse optimisée	Coût optimisé
Masse des parties actives (t)	18.6	18	18.2
Coût des parties actives (k€)	208	215	200

Dans le but d'optimiser la masse, l'épaisseur d'aimant est plus importante que le cas de référence, la densité de courant a également augmenté et l'induction dans les tôles est plus élevée.

En vue de réduire le coût, l'épaisseur d'aimant a été réduite et l'induction rencontrée dans les dents est élevée.

Au vu de la comparaison réalisée, il semble plus avantageux de se tourner vers le cas où le coût est optimisé car rapporté au cas de référence la machine est moins chère et moins lourde.

5.3. Optimisation du rendement

Une autre stratégie vise à rechercher les solutions ayant le meilleur rendement : on a vu dans ce cas que réduire le nombre de pôles de la machine permettait de réduire les pertes.

Il y a également, comme pour la masse, d'autres moyens de modifier le rendement que de jouer sur la polarité.

Dans ce cas, comme pour la réduction de la masse, l'utilisation d'aimants d'épaisseurs plus importantes peut permettre d'améliorer le rendement, en réduisant le courant nécessaire et en augmentant le facteur de puissance. Cette observation est vraie si les pertes Joule sont prépondérantes devant les pertes fer, ce qui est généralement le cas pour les machines lentes, mais qui n'est pas forcément vrai pour des machines plus rapides.

Les autres méthodes pour réduire les pertes conduisent à augmenter la masse, on peut :

- augmenter les sections de cuivre pour réduire les pertes Joule ;
- augmenter la largeur des dents et des culasses, pour réduire l'induction dans celles-ci et ainsi réduire les pertes dans les parties ferromagnétiques.

En partant du cas précédent, nous allons effectuer un calcul d'optimisation. Nous allons pour cela imposer une masse ou/et un coût. Les valeurs qui vont être utilisées sont les valeurs maximales rencontrées Table 2.12, soient un coût de 215k€ et une masse de 18.6t. Le résultat des calculs réalisés est donné Table 2.13.

Table 2.13 Optimisation du rendement

Cas	Référence	Masse limitée	Coût limité	Coût et Masse limités
Rendement (%)	98	98.14	98.24	98.13
Masse des parties actives (t)	18.6	18.6	19.5	18.6
Coût des parties actives (k€)	208	225	215	215

On observe que, pour le même coût, il serait possible d'avoir une machine avec un meilleur rendement, l'impact sur la masse étant néanmoins non négligeable (+5%). Imposer la masse ne permet pas de tendre vers les meilleurs rendements.

Remarque : L'optimisation du rendement en un point de fonctionnement d'une machine n'est pas forcément la chose la plus intéressante à faire. En fonction de la répartition des pertes (pertes par effets Joule (P_j) et pertes à vide (P_v)) au point de fonctionnement nominal, il est possible pour un même rendement au point nominal d'avoir des valeurs différentes pour les points de fonctionnements à plus basse puissance comme le montre la Figure 2.38.

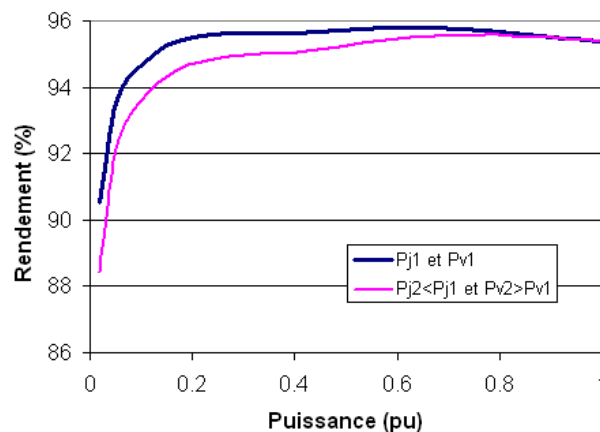


Figure 2.38 Evolution du rendement en fonction de la puissance pour une répartition des pertes différentes

Dans le cas de l'éolien, on introduit un rendement pondéré (η_p) qui permet de tenir compte du nombre d'heures passées à un point de fonctionnement, ce rendement est défini par [2.100].

$$\eta_p = 1 - \frac{\sum h * P_t * (1 - \eta)}{\sum h * P_t} [2.100]$$

Dans l'expression h désigne le nombre d'heures passées au point de fonctionnement P_t délivrée par la turbine quand la génératrice a un rendement η .

6. Conclusion

Les designs considérés dans ce chapitre correspondent aux solutions proposées jusqu'à maintenant par le service « calcul électrique » de l'entreprise pour répondre aux appels d'offres des clients.

En revanche, en suivant les règles énoncées, et même en ayant recours à des études d'optimisation, ces études ne nous ont toutefois pas permis de trouver un design permettant de répondre au mieux aux appels d'offres des clients en termes de coûts, de masses, de performances et de fiabilité pour des applications de génératrice à attaque directe.

Nous allons nous intéresser à d'autres topologies de machines et d'autres stratégies de commande afin de proposer des solutions compétitives sur le marché des génératrices éoliennes.

Dans ce contexte, la société General Electric a décidé de proposer exclusivement des solutions à aimants permanents pour le marché de l'éolien avec une priorité sur les topologies de machines à attaque directe.

Les travaux réalisés dans le cadre de la thèse ont donc été réalisés dans le but de répondre aux attentes de l'entreprise qui est de proposer une solution lui permettant d'avoir des commandes de génératrices pour les applications éoliennes dans un délai très court.

D'un point de vue stratégique, l'entreprise a réussi à bien s'implanter dans le marché des énergies renouvelables grâce à ses convertisseurs statiques, en revanche, elle n'a jusque maintenant pas obtenu de part de marché en ce qui concerne les génératrices.

Le but était de se placer comme fournisseur pour le marché de l'offshore qui nécessite le développement de nouvelles technologies et qui commencent seulement à se développer.

Pour respecter les délais, nous avons pris la décision de nous appuyer sur la littérature existante, pour retenir une topologie intéressante au vu des premiers résultats, le challenge étant alors de se focaliser sur le développement, la sécurisation et la validation de cette technologie.

Deux solutions vont être explorées dans l'optique d'augmenter la densité de couple des machines à aimants permanents placés en surface.

La première, qui sera proposée au chapitre 3, consiste à modifier le stator de la machine. Dans ce cas, le bobinage n'est plus obtenu en insérant des bobines dans des encoches mais des bobines sont réalisées individuellement et placées ensuite dans une carcasse.

La seconde, sujet du chapitre 4, consiste à utiliser (ou injecter) les harmoniques, aussi bien du courant que de la force électromotrice, pour maximiser la production de couple. On verra alors que c'est surtout sur l'alimentation de la machine qu'il faut travailler, le design de la machine pouvant être jugé « mauvais » dans le sens où il ne respecte plus certaines règles évoquées précédemment qui avaient pour but de limiter les harmoniques (nombres d'encoches par pôles, utilisation d'un pas de raccourcissement...). On a dans ce cas pour des designs assez proches des machines décrites dans ce chapitre des possibilités d'accroître la densité de couple.

Chapitre 3 : Les machines à plots

Dans le but de réduire les masses et le coût des génératrices à aimants permanents, une topologie de machine déjà rencontrée pour d'autres applications (aéronautique et automobile), qui utilise un bobinage concentrique à pas fractionnaire ne nécessitant pas de croisement entre les bobines a été étudiée. Ces bobinages concentriques peuvent être réalisés à partir de bobines où les fils de cuivre sont enroulés autour d'une dent constituée d'un empilage de tôles. Le terme plots désigne alors l'une de ces bobines. Le but est de limiter les parties en cuivre situées à l'extérieur du fer couramment nommées têtes de bobines, en vue d'augmenter la densité de couple des machines, d'être en présence de diamètre important et de faciliter la maintenance.

Ainsi, nous allons voir, dans ce chapitre, quelles sont les règles de dimensionnement de ce type de machine, donner leurs avantages et leurs inconvénients par rapport aux structures classiques.

Nous verrons également que l'utilisation d'une machine polyphasée (ayant un nombre de phases supérieur à 3) permet d'obtenir des coefficients de bobinage du fondamental plus important qu'en triphasé et donc permet d'augmenter la densité de couple de ces machines. On verra, pour finir, que la modification du nombre de phases permet également de continuer d'utiliser la machine après défauts (essentiellement un défaut d'alimentation). Dans ce cas, nous serons en présence d'un fonctionnement en mode dégradé. D'autres modes dégradés, où la machine fonctionne en présence d'aimants démagnétisés pourraient également être rencontrés.

1. Principe

1.1. Historique

Le bobinage concentrique dont il est question ici est un cas particulier des bobinages à pas fractionnaire. En effet le pas de bobinage est tel qu'il permet d'avoir les conducteurs « aller et retour » d'une bobine au sein de 2 encoches consécutives et donc d'éviter les croisements entre les bobines.

Trois topologies de machines à bobinages concentriques peuvent être rencontrées. Elles se différencient par le nombre de bobines par encoche et par les dimensions des dents utilisées.

- une bobine par encoche et toutes les dents identiques (Figure 3.1a) ;
- deux bobines par encoche et toutes les dents identiques (Figure 3.1b) ;
- une bobine par encoche et deux types de dents (Figure 3.1c).

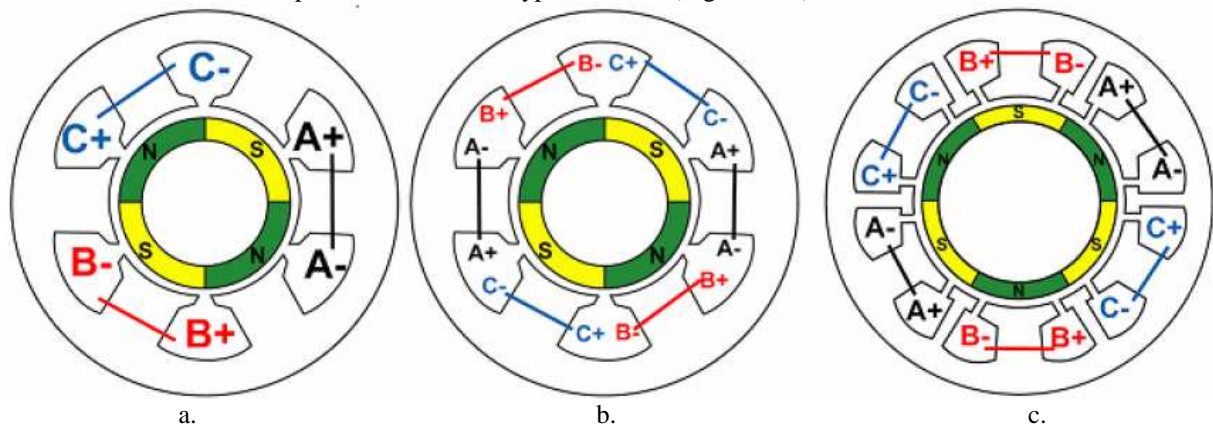


Figure 3.1 Topologies de machine à bobinages concentriques [Ols05]

Dans [ELR10] et [Mei09], un état de l'art sur les machines concentriques à pas fractionnaire est réalisé. On y trouve une comparaison entre les solutions à un (cas a) et à deux (cas b) bobines par encoche, dont un extrait est rappelé Table 3.1.

Les études sur ce type de machines sont nombreuses car depuis quelques années elles suscitent un intérêt dans deux domaines tout particulièrement : l'aéronautique et l'automobile. Dans le domaine de l'aéronautique les machines fonctionnent à des fréquences plus élevées et ont des puissances assez faibles, ce qui conduit à des machines de petite dimension. Pour limiter les échauffements dus aux harmoniques de bobinage de ce type de machines des matériaux nobles (FeCo) ou des stators sans dents⁴ sont utilisés.

Dans le domaine de l'automobile ce qui rend ce type de machine attrayant est le fait qu'elles ont de très bonnes puissances massiques là où les entraînements électriques doivent avoir des encombrements réduits.

⁴ Les bobines étant maintenues par des matériaux amagnétiques

Table 3.1 Comparaison des solutions en fonction du nombre de bobines par encoche [ELR10]

<i>Cas</i>	<i>1 bobine par encoche</i>	<i>2 bobines par encoche</i>
Couplage entre phases	Quasi inexistant	Couplage des phases (inductances mutuelles entre les phases)
Longueur des têtes de bobines	Longue	Courte
Inductance propre	Elevée	Plus faible
Les pertes par courants induits au rotor	Elevées	Plus faibles
Nombre de combinaisons existantes entre le nombre d'encoches et le nombre de pôles	Limité	Beaucoup de solutions existent
Fabrication	Plus simple	Remplissage des encoches complexe
Coefficient de bobinage fondamental	Elevé	Plus faible
Forme de la FEM.	Trapézoïdale (moins sinusoïdale)	Sinusoïdale

En règle générale, ce type de solutions est rencontré dans des systèmes qui ont des puissances assez faibles (moins de 10kW).

Quand on passe sur des applications de plus grandes dimensions et donc ayant une plus forte puissance, les comparaisons données Table 3.1 sur la longueur des têtes de bobines et sur les contraintes de fabrication ne sont plus vérifiées : l'écart sur la longueur des têtes de bobines sera très faible en comparaison avec la longueur moyenne d'une bobine et la complexité de réalisation sera équivalente.

Le principal intérêt de ce type de bobinage, comparé aux bobinages à pas entiers, reste la réduction de la longueur des têtes de bobines car éviter les croisements permet de réduire leurs longueurs et donc de réduire la masse de cuivre.

Une particularité importante de cette topologie est de pouvoir réaliser des stators modulaires. Les bobines statoriques auront alors des formes proches des bobines excitatrices des machines synchrones à pôles saillants de la Figure 3.2.

Pour autant, en plus du fait que les plots seront placés au stator alors que les pôles saillants sont placés au rotor des machines, la principale différence est que dans un cas le courant qui va traverser les conducteurs est alternatif et dans l'autre (pôles saillants) le courant est continu.

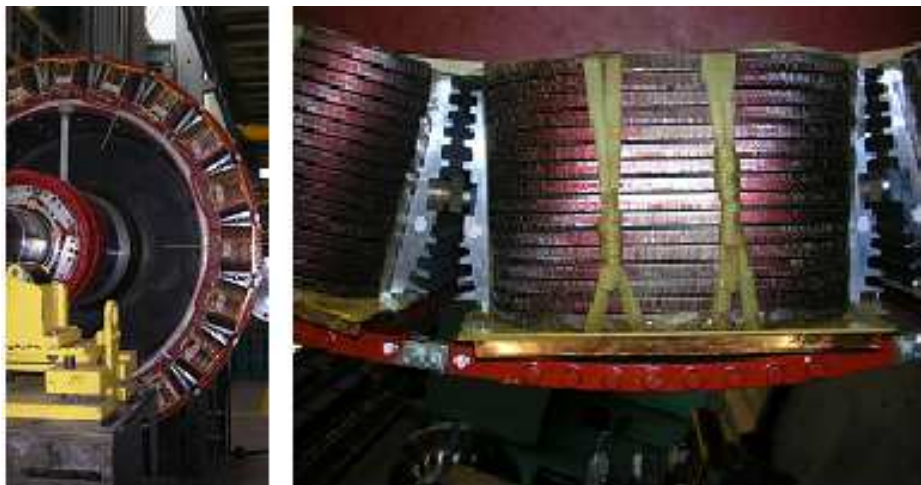


Figure 3.2 Rotor de machine à pôles saillants (à gauche) et pôles rotor (à droite)

Les différences au niveau de la géométrie du stator, et plus précisément du bobinage, induisent des modifications dans la méthode de modélisation de la machine. Ces différences seront présentées dans le paragraphe qui suit.

1.2. Modélisation

La solution qui va être détaillée ici est celle dans laquelle il y a 2 bobines par encoche parce que la réalisation des bobines est la plus intéressante en vue d'obtenir un stator modulaire. La modélisation qui est proposée ici sera néanmoins adaptable pour les machines ayant une seule bobine par encoche.

Au niveau de la modélisation de la machine, la majorité de ce qui a été décrit au chapitre 2 reste valide pour cette topologie de machine et, les seules modifications viennent de la forme de la bobine.

Ainsi, la longueur du cuivre sera différente, et considérant que les bobines des différentes phases ne se croisent pas, les inductances seront également différentes.

L'inductance magnétisante d'un élément statorique est obtenue à partir de l'expression [3.1].

$$L_m = 2\mu_0 \frac{D}{N_d^2 \cdot \pi \cdot e_{eff}} L \cdot (k_{b1} N_{sp})^2 [3.1]$$

où D représente le diamètre d'alésage du stator, L la longueur de fer, k_{b1} le coefficient de bobinage du fondamental, N_{sp} le nombre de spire en série par phase, N_d le nombre d'encoches et e_{eff} l'entrefer effectif définit par [3.2].

$$e_{eff} = k_C \left(e + \frac{e_{aim}}{\mu_r} \right) [3.2]$$

Les fuites peuvent quant à elles être estimées à partir des expressions suivantes :

- Fuites d'encoches :

La méthode utilisée dans le cas des machines obtenues à partir des stators conventionnels reste la même, on retrouvera donc l'expression décrite au chapitre 2.

- Fuites des cornes de la dent :

L'expression [3.3] permet d'obtenir les fuites des cornes⁵ de la dent.

$$L_{tt} = \mu_0 \frac{1}{1 + \frac{5e}{4l_{ouv}}} \frac{mL}{N_d} \cdot (N_{sp})^2 [3.3]$$

m étant le nombre de phases et l_{ouv} l'ouverture d'encoche

- Fuites des têtes de bobines :

Plusieurs méthodes sont rencontrées dans la littérature pour la détermination des fuites des têtes de bobines. Nous rappelons ici deux expressions qui permettent de déterminer cette inductance.

Première méthode [Hen94]:

L'expression [3.4] peut être appliquée à tous les types de bobines.

$$L_{tb} = \mu_0 \frac{D}{2} \cdot \left(\frac{N_{sp}}{N_{part}} \right)^2 \ln \left(\frac{4D}{GMD} - 2 \right) [3.4]$$

Où GMD est la distance moyenne entre 2 bobines dans l'encoche ; elle peut être obtenue à l'aide de [3.5].

$$GMD = 0.447\sqrt{A} [3.5]$$

où A est la surface d'encoche pour un bobinage à une bobine par encoche ou la surface d'une demi-encoche pour un bobinage à 2 bobines par encoche ; N_{part} est le nombre de voies en parallèle et D le diamètre moyen des spires

Deuxième méthode :

L'expression [3.6] peut aussi être utilisée.

$$L_{tb} = \mu_0 \cdot p \cdot Q \cdot L_{front} \cdot \left(\frac{N_c \cdot N_{sp}}{2 \cdot N_{part}} \right)^2 \ln \left(\frac{L_{front} \sqrt{\pi}}{2e^{1/4} \sqrt{N_{sp} \cdot S_{cu}}} \right) [3.6]$$

où p est le nombre de pôles, Q le nombre d'encoches par pôle et par phase, L_{front} la longueur d'une tête de bobine, N_c le nombre de bobines par encoche et S_{cu} la section du cuivre.

⁵ Extrémités des isthmes d'encoches

Nous avons effectué la comparaison des valeurs obtenues pour 2 types de bobines et les résultats sont donnés Table 3.2.

Pour obtenir la valeur expérimentale, nous avons déduit de la valeur mesurée sur une bobine placée dans l'air, la valeur de l'inductance obtenue par un calcul éléments finis 2D qui ne tient donc pas compte des têtes de bobines.

Table 3.2 Comparaison des inductances de têtes de bobines

Cas	Bobine testée
Méthode 1	0.07mH
Méthode 2	0.09mH
Expérimental	0.078mH

On s'aperçoit que les 2 méthodes retournent des résultats assez proches et cohérents avec la valeur déterminée expérimentalement. Pour ce type de bobinage, l'inductance de fuite des têtes de bobines est faible en comparaison avec le cas d'un bobinage traditionnel. Ainsi, l'erreur faite sur les fuites au niveau des têtes de bobine, même si elle est importante, ne conduit qu'à une faible erreur sur l'inductance de fuite globale.

- Fuites d'entrefer :

Le flux de fuite d'entrefer correspond au flux perdu au niveau de l'entrefer. Il dépend de la distribution du bobinage et correspond à une fraction du flux magnétisant. Ces fuites sont déterminées avec [3.7] extrait de [Jus09].

$$L_{ent} = \sigma_h . L_m \quad [3.7]$$

où σ_h est défini par [3.8].

$$\sigma_h = \sum_{h=1}^{+\infty} \frac{1}{h} \frac{k_{bh}}{k_{b1}} \quad [3.8]$$

Dans la formule ci-dessus, h représente le rang harmonique et k_b le coefficient de bobinage.

- Fuites de vrillage :

Une partie des fuites peut également être due au vrillage. Il s'agit encore d'une partie du flux magnétisant qui est dévié et on obtient l'inductance de fuite à partir de [3.9].

$$L_v = (1 - k_v^2) . L_m \quad [3.9]$$

où k_v est le coefficient de vrillage définit par [3.10] extrait de [Jus09].

$$k_{vh} = \frac{2 \cdot \tau_p \sin\left(\frac{h \cdot \theta_v \cdot \pi}{2 \cdot \tau_p}\right)}{h \cdot \theta_v \cdot \pi} \quad [3.10]$$

avec τ_p le pas polaire définit par l'expression [3.11].

$$\tau_p = \frac{\pi \cdot D}{2 \cdot p} \quad [3.11]$$

L'estimation analytique des inductances n'est en général pas très précise, l'une des raisons étant l'absence de prise en compte des effets liés à la saturation magnétique des tôles. Le problème est d'autant plus marqué que dans le but de réduire les coûts on tend de plus en plus à utiliser les tôles à des inductions élevées pour limiter les masses de tôles nécessaires à la réalisation des machines.

Les modifications géométriques, même si elles n'ont que peu d'influence sur la modélisation, vont néanmoins nécessiter d'adapter le processus de réalisation des bobines. Nous allons décrire rapidement comment est alors réalisé le stator de ces machines.

1.3. Mise en œuvre

Le fait d'avoir des bobinages concentriques, permet de réaliser le stator à partir de différents éléments (plots), qui sont ensuite assemblés dans une carcasse qui permet de rigidifier l'ensemble. L'obtention d'un de ces éléments est réalisé à partir d'un empilage de tôles magnétiques qui sont collées les unes aux autres (procédés « backlack »). Les conducteurs en cuivre sont alors enroulés autour des tôles empilées et entourés d'isolant.

On obtient alors un plot comme celui décrit Figure 3.3. Il faut noter que ce procédé est différent de celui utilisé généralement où le cuivre est préformé et ensuite inséré dans les encoches du stator qui est déjà assemblé.

On peut ensuite installer les éléments dans la carcasse à l'aide de fixations adaptées. On obtient alors un stator comme ceux décrit Figure 3.4. Le respect des tolérances géométriques au moment de la réalisation des différentes parties permet d'obtenir un rayon d'alésage homogène sur toute la circonférence du cylindre obtenu.

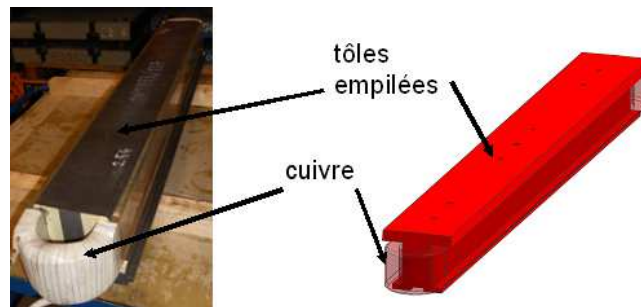


Figure 3.3 Photo et illustration d'un plot

La connexion électrique entre les différents éléments peut ensuite être réalisée comme cela serait réalisé pour un bobinage conventionnel. Les éléments sont reliés électriquement entre eux de façon à réaliser le bobinage souhaité (respect du nombre de voies en parallèle, du nombre de phases,...).

On peut ensuite insérer, quand l'assemblage du stator est terminé, le rotor qui est lui obtenu de manière conventionnelle.

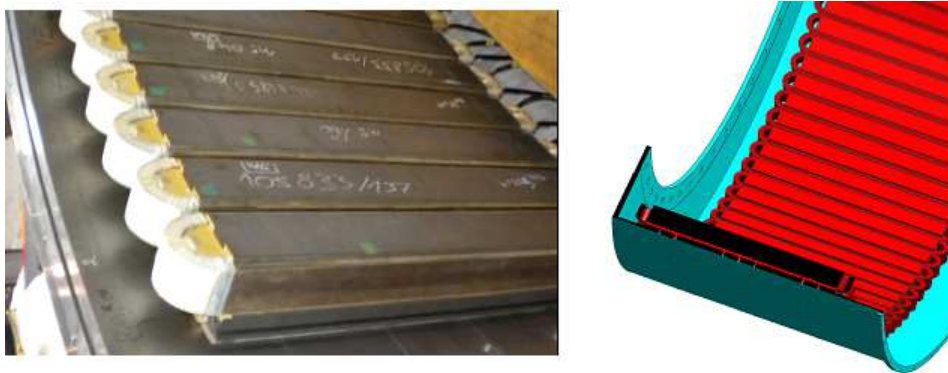


Figure 3.4 Photo et illustration de l'assemblage des plots dans la carcasse

La modification du stator des machines à aimants va conduire à adapter les règles de dimensionnement. Nous allons, dans ce qui suit, nous intéresser à ces règles qui permettront d'être en présence de stator équilibré.

2. Les différents motifs

Dans ce qui suit, on appellera « motif » le doublet nombre d'encoches et nombre de pôles.

Dans le but d'obtenir des stators où les bobines ne se croisent pas, les règles suivantes seront suivies afin d'obtenir un bobinage triphasé équilibré :

- Le nombre d'encoches par pôle et par phase doit être inférieur à 0.5
- Le nombre d'encoches et le nombre de pôles sont reliés par une expression de la forme [3.12]

$$N_d = 2.p \pm k \text{ [3.12]}$$
 k étant un entier naturel.
- Le nombre d'encoches doit également vérifier [3.13] pour être en présence d'un système équilibré.

$$N_d = m.k'.PGCD(N_d, 2.p) \text{ [3.13]}$$
où le $PGCD$ représente le plus grand diviseur commun, m est le nombre de phases et k' étant un entier naturel.

Il est alors possible de trouver plusieurs combinaisons telles que celles données Table 3.3. Toutes les combinaisons ne sont pas forcément intéressantes ; les combinaisons permettant d'être en présence d'un coefficient de bobinage élevé et de limiter les pertes dans les aimants seront privilégiées.

Table 3.3 Combinaisons entre le nombre d'encoches et le nombre de pôles

Nombre d'encoches	Nombre de paires de pôles	Nombre de phases	PGCD (Nd, 2p)	Coefficient k	Coefficient k'
6	2	3	2	2	1
9	4	3	1	1	3
9	5	3	1	1	3
6	1	3	2	4	1
12	5	3	2	2	2
12	7	3	2	2	2
15	7	3	1	1	5
15	8	3	1	1	5

La dernière combinaison est un cas particulier qui ne vérifie pas toutes les conditions car le nombre d'encoches par pôle et par phase n'est pas fractionnaire mais permet d'éviter les croisements entre les bobines.

Ensuite il faut identifier les connexions entre les bobines placées dans les encoches. Il est possible d'utiliser les méthodes employées pour le bobinage des machines conventionnelles où le pas de bobinage est fractionnaire et où le nombre d'encoches par pôle et par phase est plus grand que 1. L'une d'entre elles est proposée ici ; une autre, qui est très proche de la méthode proposée, est décrite dans [Lib04].

Dans le cas du bobinage à deux bobines par encoches, il est possible d'obtenir la répartition des phases dans les encoches en suivant les étapes ci-après :

- On détermine le nombre d'encoches par pôle et par phase du motif considéré à partir de l'expression [3.14].

$$Q = k + \frac{num}{den} \text{ [3.14]}$$

où k est un entier naturel. Dans le cas des machines à pas fractionnaire étudiées ici, k est nul.

- On définit une séquence de (den-1) nombre défini par [3.15].

$$i.Q, i \text{ variant de } 1 \text{ à } den \text{ [3.15]}$$

- On définit une nouvelle séquence obtenue en réalisant l'arrondi par excès des nombres issus de la séquence de l'étape 2.
- On effectue la différence des nombres de telle manière à obtenir la Table 3.4.

Table 3.4 Description des premières séquences de nombres

Etape 2	$1.Q$	$2.Q$	$3.Q$	$4.Q$...	den
Etape 3	Arrondi ($1.Q$)	Arrondi ($2.Q$)	Arrondi ($3.Q$)	Arrondi ($4.Q$)	...	den
Etape 4	Arrondi ($1.Q$) -0	Arrondi ($2.Q$)- Arrondi ($1.Q$)	Arrondi ($3.Q$)- Arrondi ($2.Q$)	Arrondi ($4.Q$)- Arrondi ($3.Q$)	...	den- Arrondi ($den-1$). Q

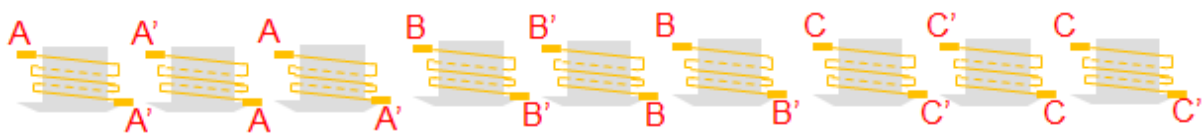
- v. La séquence alors obtenue doit être reproduite N_d/num fois.
- vi. On associe à chaque nombre (1 ou 0) de la séquence une phase qui respecte l'ordre suivant AC'BA'CB' (séquence de bobinage d'une machine triphasé).
- vii. On garde uniquement les phases où le chiffre associé est 1.
- viii. On associe les conducteurs retours des phases identifiées (le conducteur retour se trouve dans l'encoche suivante).
- ix. On obtient au final, la séquence de bobinage (il ne faut pas tenir compte des éléments vides)

Pour illustrer cette méthode, elle a été appliquée à deux cas : Table 3.5 au motif 9 encoches/8 pôles et Table 3.6 au motif 9 encoches/10 pôles.

Table 3.5 Méthode appliquée au motif 9 encoches/8 pôles

Etape 1	$Q = \frac{9}{8*3} = \frac{3}{8}$							
Etape 2	3/8	3/4	9/8	3/2	15/8	18/8	21/8	3
Etape 3	1	1	2	2	2	3	3	3
Etape 4	1	0	1	0	0	1	0	0
Etape 5	1	0	1	0	0	1	0	0
Etape 6	A	C'	B	A'	C	B'	A	C'
Etape 7	A		B			B'		
Etape 8		A'		B'			B	
FIN	A	A'	B	B'		B'	B	

On obtient la répartition du bobinage présentée Figure 3.5.

**Figure 3.5 Répartition du bobinage dans le cas d'un motif : 9 encoches/8 pôles****Table 3.6 Méthode appliquée au motif 9 encoches/10 pôles**

Etape 1	$Q = \frac{9}{10*3} = \frac{3}{10}$									
Etape 2	3/10	6/10	9/10	12/10	15/10	18/10	21/10	24/10	27/10	3
Etape 3	1	1	1	2	2	2	3	3	3	3
Etape 4	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0
Etape 5	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0
Etape 6	A	C'	B	A'	C	B'	A	C'	B	A'
Etape 7	A			A'			A			
Etape 8		A'			A			A'		
FIN	A	A'		A'	A		A	A'		

Et on obtient la répartition du bobinage présentée Figure 3.6.

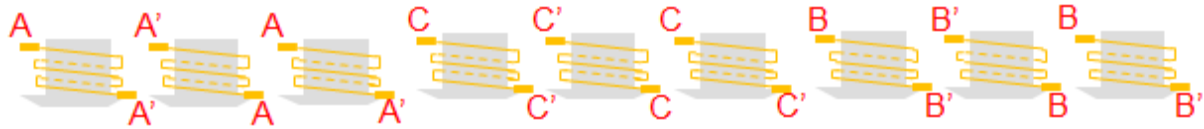


Figure 3.6 Répartition du bobinage dans le cas d'un motif : 9 encoches/10 pôles

Cette méthode n'est pas adaptée quand le numérateur est égal à 1, solution qui est rencontrée quand le nombre de phases coïncide avec le nombre d'encoches.

Une autre méthode qui s'appuie plus sur les considérations physiques peut également être utilisée dans le but de déterminer la matrice de bobinage du motif que l'on veut utiliser.

La méthode repose sur deux notions clés :

- i. Le déphasage entre deux éléments consécutifs du stator

Dans le cas d'un bobinage à deux bobines par encoche, le déphasage entre les bobines sera obtenu par l'expression [3.16] pour le motif considéré.

$$\frac{2\pi}{N_d} \cdot p \mod [2\pi] \quad [3.16]$$

Remarque : pour le cas où une bobine par encoche est utilisée, l'expression devient [3.17].

$$\frac{2\pi}{N_d} \cdot 2p \mod [2\pi] \quad [3.17]$$

Pour connaître le signe des connexions, il est nécessaire d'inverser le sens du courant sur les bobines consécutives pour ne pas annuler les Ampères-tours dans l'encoche. Quand on change de phase, il est alors nécessaire de regarder le déphasage obtenu.

Dans le cas d'une machine triphasée, la valeur du déphasage recherché entre les phases est celui décrit en [3.18].

$$\frac{2\pi}{3} \mod [\pi] \text{ ou } \frac{4\pi}{3} \mod [\pi] \quad [3.18]$$

Remarque : Le modulo pi permet de tenir compte de la nécessité d'inverser le sens du courant.

- ii. Le nombre d'éléments à associer en série

Le nombre de bobines consécutives appartenant à la même phase sera donné par le coefficient k' de l'expression [3.13].

Dans un premier temps, cette méthode va être appliquée aux deux cas rencontrés précédemment.

Pour le motif 9encoches/8pôles :

$k'=3$ donc 3 bobines consécutives appartiennent à la même phase.

Le déphasage, entre le premier groupe de 3 bobines et le suivant, sera de $3 \cdot 2\pi/9 \cdot 4$ soit $2\pi + 2\pi/3$, le groupe suivant correspondra à la phase 2.

On retrouve la distribution de la Figure 3.5 : A A' A' AA A'B B'B' BB B'C C'C' CC C'

Pour le deuxième cas traité, le motif 9encoches/10pôles :

$k'=3$ donc 3 bobines consécutives appartiennent à la même phase.

Le déphasage entre le premier groupe de 3 bobines et le suivant sera de $3 \cdot 2\pi/9 \cdot 5$ soit $2\pi + 4\pi/3$, le groupe suivant correspondra à la phase 3.

Là encore, on retrouve la distribution de la Figure 3.6 : A A' A' AA A' C C' C' CC C'B B'B' BB B'C C'C' CC C'

Regardons maintenant ce que cela donne dans d'autres cas.

Pour le motif 6encoches/4pôles :

$k'=1$ $2\pi/6 \cdot 2 = 2\pi/3$ donc la phase suivante est la phase 2 : le courant entre dans le même sens, on obtient la distribution de la Figure 3.7: A A'B B'C C'A A'B B'C C'

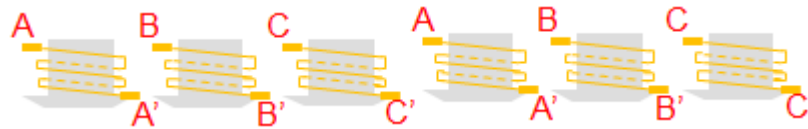


Figure 3.7 Répartition du bobinage à 2 bobines par encoche dans le cas d'un motif : 6 encoches/4pôles

Malgré le fait que cette combinaison ne vérifie pas la condition du pas fractionnaire, il est possible de déterminer un bobinage sans croisement avec 6 encoches/2pôles. La méthode proposée ici est applicable.

Donc avec 6 encoches/2poles, on obtient :

$k' = 1 \cdot 2\pi/6 = \pi/3$ soit $-\pi + 4\pi/3$ donc la phase suivante est la phase 3 : le courant entre dans le sens inverse dans la bobine, on obtient la distribution de la Figure 3.8 : A A' C' CB B' A' AC C' B' B

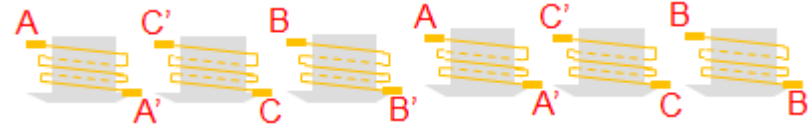


Figure 3.8 Répartition du bobinage à 2 bobines par encoche dans le cas d'un motif : 6 encoches/2pôles

Pour ces 2 dernières combinaisons il est possible de se ramener à une configuration ayant une bobine par encoche, la distribution du bobinage devient :

Pour le motif 6 encoches/4poles :

$k' = 1 \cdot 2\pi/6 \cdot 2 = 4\pi/3$ donc la phase suivante est la phase 3 : le courant entre dans le même sens, on obtient la distribution de la Figure 3.9 : A A' C C' B B'

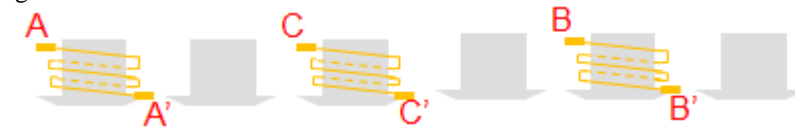


Figure 3.9 Répartition du bobinage à 1 bobine par encoche dans le cas d'un motif : 6 encoches/4pôles

Pour le motif 6 encoches/2poles :

$k' = 1 \cdot 2\pi/6 \cdot 2 = 2\pi/3$ donc la phase suivante est la phase 2 : le courant entre dans le même sens dans la bobine, on obtient la distribution de la Figure 3.10 : A A' B B' C C'

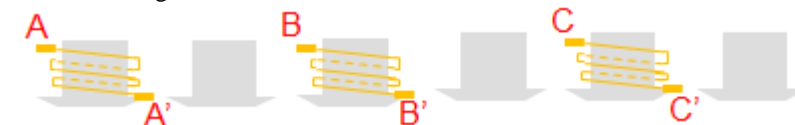


Figure 3.10 Répartition du bobinage à 1 bobine par encoche dans le cas d'un motif : 6 encoches/2pôles

On voit qu'il est possible, pour un même nombre d'encoches d'associer des nombres différents de pôles. Le choix du nombre de pôles étant toujours lié à la fréquence par l'expression [2.6], il faut effectuer un choix judicieux.

Il est possible de dupliquer plusieurs fois la combinaison retenue pour que le nombre de pôles corresponde à la valeur attendue.

Par exemple, il est possible d'obtenir une machine avec 40 pôles en dupliquant 5 fois le motif 9 encoches/8 pôles (on obtient dans ce cas une machine avec 45 encoches) ou en dupliquant 10 fois le motif 6 encoches/4 pôles (machine avec 60 encoches)

Remarque : Dans le but d'avoir des symétries dans la machine, il est intéressant de prendre des nombres pairs de duplication, les efforts sur une encoche seront compensés par ceux sur l'encoche placée à 180° mécanique.

Outre la fréquence et un nombre faible d'encoches, deux autres points doivent être pris en considération au moment d'effectuer le choix d'un des motifs possibles. Ces deux éléments qui vont maintenant être détaillés sont les coefficients de bobinage et le couple de détente (cogging torque).

En effet, le fait que les bobines ne s'entrelacent plus va modifier la distribution du bobinage, ce qui va impacter, par exemple, les valeurs des coefficients de bobinage rencontrés. On verra par la suite que les coefficients du fondamental peuvent être élevés pour ce type de stator.

2.1. Coefficients de bobinage

Le coefficient de bobinage est un paramètre qui intervient directement dans l'expression de la FEM et donc dans l'expression du couple. Obtenir une valeur élevée (proche de 1) permet de ne pas dégrader la densité de couple qui pourra être obtenue.

Si on regarde la distribution spatiale de l'induction sur un motif de la machine, ce n'est pas le coefficient de bobinage du rang 1 (fondamental) qui va être le plus important mais celui des rangs supérieurs. Il faut néanmoins vérifier que le coefficient de bobinage est maximum pour le rang lié à la polarité choisie.

Exemple pour un motif à 9 encoches en triphasé (distribution du courant du motif 9/8) :

Les formes de l'induction trouvées dans l'entrefer par une méthode analytique et par éléments finis sont comparées en Figure 3.11 quand les aimants sont remplacés par de l'air. La non prise en compte des encoches dans le calcul analytique apparaît sur la comparaison effectuée.

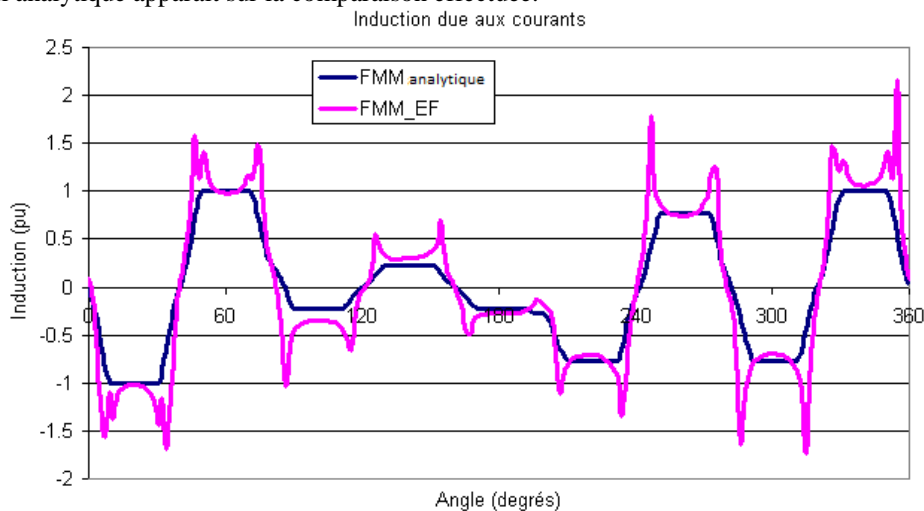


Figure 3.11 Induction dans l'entrefer en présence des courants stators seuls (aimants non aimantés)

L'analyse spectrale de ces formes d'ondes qui est donnée Figure 3.12 montre que les harmoniques principaux sont les harmoniques de rang 4 et 5 d'où l'intérêt d'associer au motif à 9 encoches, un nombre de pôles de 8 ou 10.

On observe une différence entre les deux courbes obtenues en Figure 3.11. Néanmoins, la FFT permet d'avoir une meilleure idée de la pertinence de l'estimation analytique ; les amplitudes sont différentes mais on retrouve les rangs harmoniques.

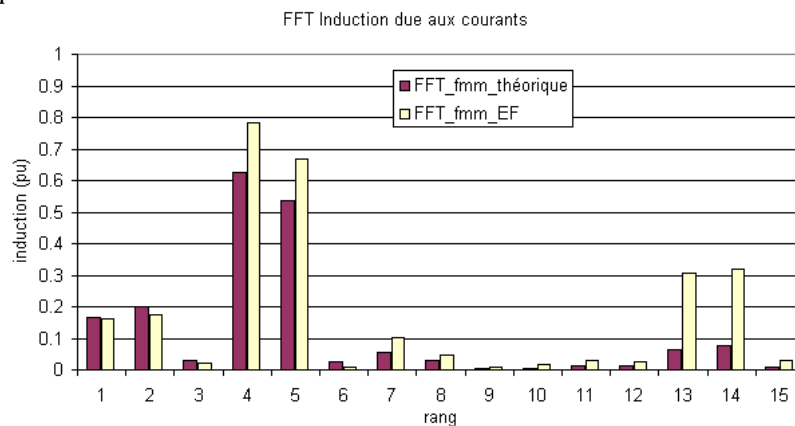


Figure 3.12 Analyse spectrale de l'induction dans l'entrefer

Comme les harmoniques d'espace qui ont les amplitudes les plus élevées sont des multiples de la fréquence d'alimentation, il est plus intéressant d'utiliser, pour les machines à pas fractionnaire étudiées dans ce chapitre, l'un de ces multiples pour la génération de couple, d'où l'utilisation avec 8 ou 10 pôles. En revanche, la présence des harmoniques (qui ont des amplitudes non négligeables) induira des courants induits. Plus de détails sont donnés par exemple dans [Pol07].

En fonction de la distribution de bobinage souhaitée il est possible de déterminer l'impact de ces valeurs sur le couple et la FEM, l'expression [3.19] est utilisée pour déterminer le coefficient de bobinage.

$$k_{b(h)} = \frac{m}{N_c \cdot N_d} \left| \sum_{k=1}^n V_{phase}(k) e^{j \frac{2 \cdot k \cdot \pi \cdot h}{N_d}} \right| \quad [3.19]$$

où N_d représente le nombre de dents par motif, N_c le nombre de bobines par encoche, m le nombre de phases, n un entier variant de 1 à N_d et V_{phase} représente le vecteur obtenu à partir du remplissage des encoches par les conducteurs appartenant à une même phase sur un motif (pour le nombre d'encoches du motif).

Pour les motifs précédents, les vecteurs V_{phase} sont ceux donnés Table 3.7.

Table 3.7 Expression de V_{phase} pour les différents motifs

Nombre d'encoches	Nombre de pôles	V_{phase}
9	8	[1 -2 2 -1 0 0 0 0]
9	10	
6	4	[1 -1 0 1 -1 0]
6	2	[1 -1 0 -1 1 0]

On obtient, en appliquant la formule aux différents rangs, les coefficients de bobinage de la Figure 3.13.

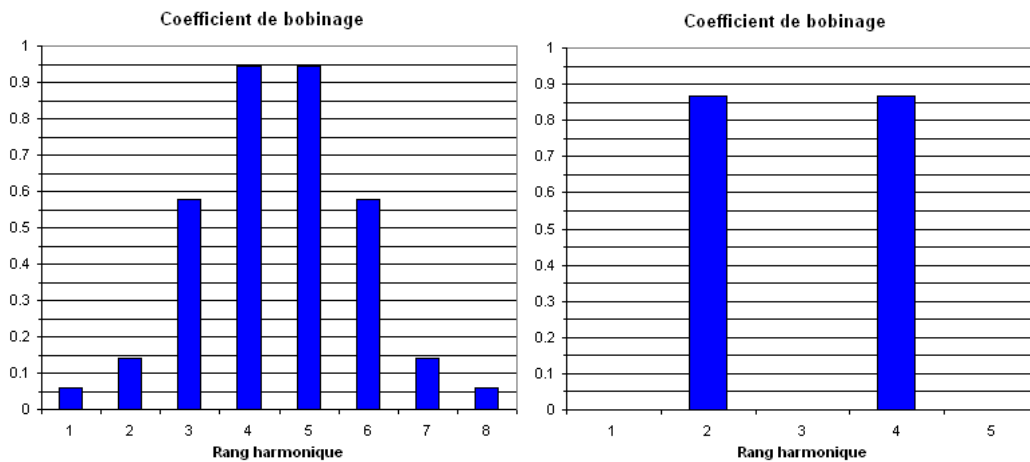


Figure 3.13 Coefficients de bobinages obtenus pour les différents rangs pour le motif 9 encoches/8 pôles (à gauche) et le motif 6 encoches/4 pôles (à droite)

On en déduit pour les configurations nombres d'encoches/nombre de pôles les valeurs des coefficients de bobinage présentées Figure 3.14. Plus de combinaisons sont détaillées dans [Ska06].

		Nombre de pôles													
Nombre d'encoches		4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30
	6	0.866		0.866	Q<1/4	Q<1/4		0.866		0.866				0.866	
	9	Q>1/2	0.866	0.945	0.945	0.866	Q<1/4	Q<1/4					0.866	0.945	0.866
	12		Q>1/2	0.866	0.933		0.933	0.866	Q<1/4	Q<1/4					
	15			Q>1/2	0.866		0.951	0.951		0.866	Q<1/4	Q<1/4			
	18				Q>1/2	0.866	0.902	0.945		0.945	0.902	0.866	Q<1/4	Q<1/4	
	21					Q>1/2	0.866	0.89		0.953	0.953		0.89	0.866	Q<1/4
	24						Q>1/2	0.866		0.933	0.949		0.949	0.933	
	27							Q>1/2	0.866	0.877	0.915	0.945			0.945
	30								Q>1/2	0.866	0.874		0.936	0.951	
	33									Q>1/2	0.866		0.903	0.928	
	36										Q>1/2	0.866	0.867	0.902	0.933
	39											Q>1/2	0.866	0.863	
	42												Q>1/2	0.866	
	45													Q>1/2	0.866

Figure 3.14 Coefficients de bobinages pour les différentes configurations

Les cases noires sont celles où le nombre d'encoches est égal au nombre de pôles et dans ces cas il n'est pas possible de créer un champ tournant. Les cases rouges décrivent des cas qui ne respectent pas l'expression [3.13], cas qui conduisent à des déséquilibres entre les phases.

Les coefficients de bobinage obtenus sont du même ordre de grandeur (voire supérieurs) que ceux obtenus dans le cas des bobinages conventionnels (autour de 90%).

Pour les machines de fortes puissances, on a vu au chapitre 2 que généralement des encoches de formes rectangulaires étaient rencontrées, i.e. il n'y a pas d'isthme, et que le moyen de modifier la perméance était d'utiliser des cales d'encoches magnétiques.

Cela n'est plus vrai pour ce type de stator, des isthmes d'encoches vont être rencontrés afin de maintenir le cuivre sur les dents.

Néanmoins, les dents et les ouvertures d'encoches seront « larges », ce qui va impacter le couple de détente. Par ailleurs, ce couple dépendra fortement du fait d'être en présence d'une machine ayant un nombre de dents proche du nombre de pôles.

2.2. Influence sur le « cogging torque »

Le cogging torque (ou couple de détente) dans le cadre de ces machines va avoir une fréquence élevée. En effet, le nombre d'encoches étant proche du nombre de pôles, le nombre de positions d'équilibre va être important sur une période électrique.

Comme la fréquence de ce couple pulsatoire est importante, elle sera plus facilement atténuée par le comportement mécanique (inertie).

Le nombre de périodes est obtenu à partir de l'expression [3.20].

$$N_{per_motif} = PPCM(N_d, 2.p) \quad [3.20]$$

Ce nombre correspond au nombre de périodes pour un motif de la machine.

Pour avoir le rang harmonique de ces ondulations par rapport à la fréquence du fondamental, il suffit de diviser ce nombre par le nombre de paires de pôles comme décrit par l'expression [3.21].

$$N_{per} = \frac{PPCM(N_d, 2.p)}{p} \quad [3.21]$$

Le nombre de périodes du couple de détente sur une période électrique (sur une paire de pôles) pour les motifs ayant des nombres d'encoches inférieurs à 45 est donné Figure 3.15.

		Nombre de pôles													
	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	
Nombre d'encoches	6	6		6	Q<1/4	Q<1/4	6		6				6		
	9	Q>1/2	6	18	6	Q<1/4	Q<1/4				6	18	18	6	
	12		Q>1/2	6	12		12	6	Q<1/4	Q<1/4					
	15			Q>1/2	6		30	30		6	Q<1/4	Q<1/4			
	18				Q>1/2	6	18	18		18	18	6	Q<1/4	Q<1/4	
	21					Q>1/2	6	42		42	42		42	6	Q<1/4
	24						Q>1/2	6		12	24		24	12	
	27							Q>1/2	6	54	54	18	54	54	18
	30								Q>1/2	6	30		30	30	
	33									Q>1/2	6		66	66	
	36										Q>1/2	6	36	18	12
	39											Q>1/2	6	78	
	42												Q>1/2	6	
	45													Q>1/2	6

Figure 3.15 Nombre de pulsations par période électrique du couple de détente

Le couple de détente est une composante pulsatoire du couple. Au démarrage il fait partie du couple résistant à vaincre (en plus du couple mécanique à 0 de vitesse).

A basse vitesse, il est d'ailleurs possible de voir le rotor fonctionner comme un moteur pas à pas et passer d'une position d'équilibre à une autre.

En tenant compte de la fréquence et en reprenant l'expression [2.88], on peut se ramener à une intégrale de la forme [3.22].

$$C_d = N_{part} \cdot PPCM \cdot \frac{LR^2}{\mu_0} \cdot \frac{2\pi}{(N_{part} \cdot N_{per})} \int_0 B_{ent}^r \cdot B_{ent}^\theta \cdot d\theta [3.22]$$

Un autre élément va également intervenir, c'est la position du rotor par rapport au stator.

A partir de l'expression analytique, l'estimation conduit difficilement à une bonne estimation de cette valeur car même si le modèle permet d'avoir une bonne estimation de l'induction normale dans l'entrefer, l'erreur est généralement plus importante sur l'induction tangentielle.

De même pour la détermination par éléments finis, il est nécessaire d'avoir un maillage particulièrement fin de la géométrie au niveau de l'entrefer et des pas de calcul proches les uns des autres pour avoir une bonne estimation du couple de détente qui tient compte des variations de perméance.

Comme la présence de fréquences élevées pour le couple de détente est moins pénalisante, il n'est pas nécessaire d'avoir recours à des solutions classiques (vrillage, modifications des espaces inter aimants...) pour réduire cette amplitude, qui tendent à complexifier la réalisation et l'assemblage.

L'impact sur le couple de détente n'est pas le seul avantage que cette technologie apporte. Dans le paragraphe qui suit, nous allons ainsi regarder quelles sont les diverses conséquences du choix de cette technologie par rapport à la solution classique qui a été décrite au chapitre 2.

3. Avantages et inconvénients

Comme cela a été rappelé au paragraphe (1.c), il est évident que la réalisation du stator diffère de ce qui est fait habituellement. Considérant les applications visées dans cette étude, c'est-à-dire les machines à faible vitesse et fort couple, nous présenterons les avantages et les inconvénients qui seront induits par le choix de cette solution.

3.1. Avantages

L'un des avantages d'avoir une structure modulaire est de pouvoir réaliser des stators sans limitation de diamètre. L'avantage d'avoir de grands diamètres est que pour des couples importants on peut bénéficier d'un bras de levier important, ce qui permet d'envisager des réalisations en attaque directe (sans réducteur).

En effet, le procédé habituel nécessite le passage du stator dans une cuve d'imprégnation car l'isolation réalisée à partir de rubans micacés doit être polymérisée sous vide et sous pression (process VPI : vacuum pressure impregnation). Ces cuves, qui permettent d'imprégner de résine les rubans placés autour des bobines en cuivre, ont un diamètre limité à 4 m. Notons que cette limitation est liée au site de l'entreprise et qu'il est certainement possible d'en trouver ou d'en concevoir des plus grandes.

Il pourrait être néanmoins possible d'utiliser des rubans pré-imprégnés (process RR : resin-rich), mais ce procédé est complexe pour les machines de grandes dimensions car il est nécessaire d'utiliser un dispositif qui applique une pression sur les rubans pour effectuer la polymérisation.

Une comparaison sommaire des procédés potentiels est donnée Table 3.8 ; pour plus d'informations, on peut utilement consulter [D2360].

Table 3.8 Comparaison des procédés utilisés pour la réalisation de l'isolation

Cas	Imprégnation sous vide et sous pression (VPI)	Rubans pré imprégnés (RR)
Pré requis	Stator avec bobines enrubannées	Bobine enrubannée (ruban avec résine)
Imprégnation	Dans cuve sous vide et sous pression	Sans
Polymérisation	En étuve	En étuve avec moyen de pressage (coffrage)

Dans le cas des plots, il est possible d'utiliser la technologie « pré imprégné » et des coffrages sont alors nécessaires et peuvent être réutilisés pour les différents plots. L'un des moules utilisés est présenté Figure 3.16.



Figure 3.16 Coffrages utilisés pour la polymérisation des plots

Cette technologie permet également de réduire la longueur des têtes de bobines. Comme on peut le voir sur la Figure 3.17 l'espace qui sera occupé par les « coudes » des bobines sera plus important quand les bobines se croisent à l'extérieur du fer. Néanmoins, les parties droites qui sont nécessaires pour effectuer la reprise d'isolation seront des dimensions incompressibles dans les 2 situations.

L'autre avantage est d'avoir un nombre réduit d'encoches et de bobines pour une machine ayant un grand nombre de pôles. Cela modifie le temps et la complexité de la fabrication. En effet, en comparaison avec le cas des bobinages traditionnels où un minimum d'une encoche par pôle et par phase est nécessaire, les machines à plots décrites ici ont un nombre de bobines qui est quasiment m fois moindre (m étant le nombre de phases).

Un autre avantage est que la tension induite obtenue a un faible THD (taux de distorsion harmonique). Dans le cas de la Figure 3.18 le THD obtenu est <0.1%.

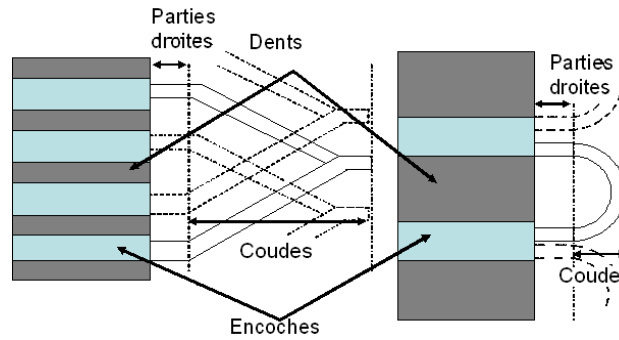


Figure 3.17 Comparaison bobine conventionnelle à une encoche par pôle et par phase (à gauche) et bobinage à pas fractionnaire (à droite)

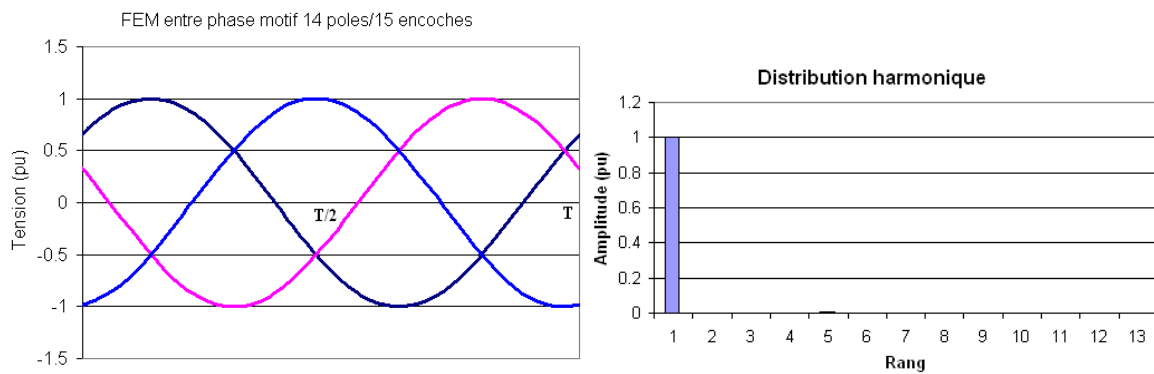


Figure 3.18 FEMs et analyse spectrale d'une machine à 15 encoches/14 pôles

Dans le cadre d'une pré-étude réalisée pour une génératrice éolienne de 2.2 MW à 17 tr/min en attaque directe, une comparaison entre des designs utilisant des stators conventionnels et des designs utilisant des plots a été réalisée. Les masses des machines estimées sont données en Table 3.9.

Table 3.9 Comparaison des dimensionnements pour une génératrice de 2.2 MW à 17 tr/min

Stator	Conventionnel		Réalisé avec des plots	
Position du rotor par rapport au stator	Intérieur	Extérieur	Intérieur	Extérieur
Diamètre extérieur (mm)	3969	3923	4080	4000
Longueur (mm)	1544	1429	1281	1293
Diamètre entrefer (mm)	3333	3690	3689	3821
Masse des parties actives (t)	29.4	28.9	19	17.5
Masse des structures (t)	24.4	19.2	23.9	19.3
Masse total de la génératrice (t)	53.8	48.1	42.9	36.8
Densité de couple (Nm/kg)	23	25.7	28.8	33.6

Le gain sur les masses et donc sur la densité de couple est important quand la technologie utilisant des plots est privilégiée. Un gain maximum de 50% est obtenu sur la densité de couple.

Le gain le plus important est réalisé sur les parties actives de la génératrice, ce qui conduira en plus à une réduction importante du coût de la génératrice.

La solution consistant à utiliser un rotor placé à l'extérieur du stator a un intérêt quand le diamètre extérieur est imposé car elle permet d'avoir un diamètre au niveau de l'entrefer plus élevé. Pour la configuration avec des plots et à rotor extérieur, le gain sur la structure s'explique par le fait que l'épaisseur de la carcasse stator, qui est une constante, a un diamètre plus petit, ce qui permet de réduire sa masse.

D'autres avantages vont avoir un impact plus important et vont rendre cette topologie très intéressante pour certaines applications, l'un d'entre eux étant la maintenance des parties actives.

3.2. La maintenance

Le fait d'être en présence d'un stator composé de plusieurs éléments permet, en cas de défaut sur le bobinage (dégradation de l'isolation), de pouvoir changer l'un de ces éléments.

En effet, dans le cas des bobinages conventionnels, en cas de défaut sur le stator, il est difficile, voir impossible, d'effectuer une réparation « in situ ». En revanche, il est possible, dans certains cas, de modifier les connexions entre les bobines pour se ramener à une configuration qui permet le fonctionnement de la machine. Cela s'accompagne généralement d'une réduction de la puissance de fonctionnement et d'une création de déséquilibres (balourd magnétique ou déséquilibre des phases).

Même si la modularité du stator permet le remplacement des éléments « actifs » le composant (le remplacement de la carcasse n'étant pas possible), il est néanmoins nécessaire de prévoir l'outillage et un moyen d'accès.

De plus, il est nécessaire de pouvoir déconnecter et reconnecter électriquement les bobines pour effectuer leur remplacement. En revanche, une fois l'opération réalisée, il sera normalement possible de pouvoir fonctionner à la puissance obtenue avant la présence du défaut.

On retrouve Figure 3.19 l'illustration du principe de maintenance d'un des éléments statoriques.

Néanmoins, il faut garder à l'esprit que pour une application éolienne, l'opération de maintenance reste difficile puisque la machine est installée en haut d'un mât ayant une hauteur de plusieurs mètres (~100m) et que, parfois cette même éolienne peut être installée en mer, ce qui rend son accès d'autant plus complexe.

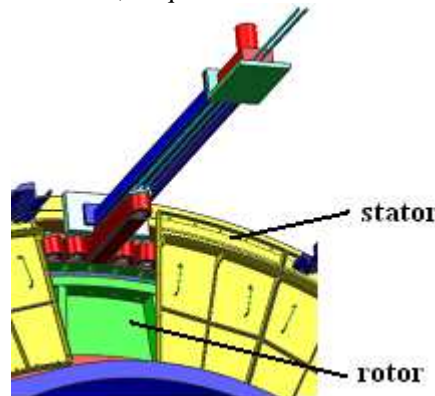


Figure 3.19 Opération de remplacement d'un élément statorique

Outre le fait d'avoir réduit la longueur des têtes de bobines, il y a un autre aspect (ce cas ne sera rencontré que pour les bobinages à deux bobines par encoche) qui va permettre d'augmenter la densité de couple des machines réalisées à partir des plots, c'est la présence d'un espace entre deux bobines améliorant le refroidissement en dissipant la chaleur au plus proche de sa source. Par rapport aux machines « conventionnelles » l'obtention d'un canal, pour faire circuler de l'air, est un avantage certain.

3.3. Canaux de refroidissement

Il est possible avec ce type de solutions et en présence de 2 bobines par encoche, d'avoir un espace entre deux éléments. Il s'agit du jeu nécessaire pour le montage et pour conserver une distance de sécurité entre 2 bobines. Cet espace (cf. Figure 3.20) qui est en contact avec l'entrefer pourra être utilisé pour faire circuler un fluide de refroidissement.

La technologie à plot permet donc de bénéficier d'un canal de refroidissement entre les bobines. L'air envoyé généralement dans l'entrefer de la machine passe dans ce cas également entre les bobines. L'extraction de la chaleur (due aux pertes par effet Joule) est plus efficace car le fluide est directement en contact avec l'isolant, ce qui est plus complexe dans une machine habituelle dans laquelle les conducteurs en cuivre sont « coincés » au milieu des dents.

Dans un stator conventionnel, la réalisation de canaux reste possible, mais il faut pour cela veiller à ce qu'ils ne se bouchent pas pendant l'imprégnation (section suffisante). Une solution qui est souvent rencontrée est de placer des écarteurs au milieu des tôles empilées afin de réaliser des événements, comme décrit Figure 3.21, et d'obtenir ainsi un refroidissement plus efficace. Mais, cette solution conduit à augmenter l'encombrement des parties actives de la machine.

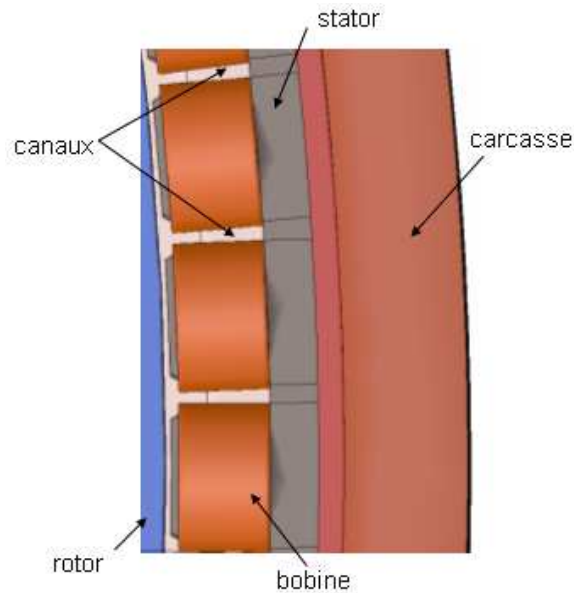


Figure 3.20 Localisation des canaux de refroidissement

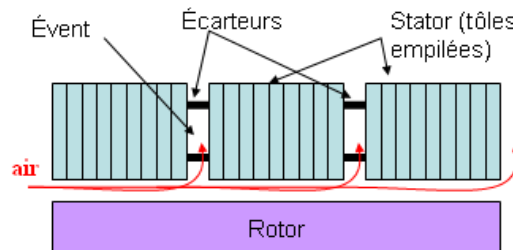


Figure 3.21 Description des événements

Dans le cas d'une machine à une bobine par encoche (cas a et c de la Figure 3.1), l'obtention de canaux de refroidissement est plus complexe.

Néanmoins, cette topologie n'a pas que des avantages comme nous allons maintenant le voir.

3.4. Inconvénients

La présence de sous harmoniques d'espace liés à la distribution du courant peut engendrer des pertes par courants induits dans la machine, principalement au rotor et dans les tôles du stator. Dans le but de limiter ces pertes, les modifications proposées au chapitre 2 peuvent alors être mises en place ; réduction de l'ouverture d'encoche par exemple.

Le fait d'avoir un nombre limité d'encoches conduit à avoir :

- des encoches très ouvertes, ce qui engendre des variations de perméance et donc d'induction importantes dans l'entrefer ;
- des dents larges, ce qui conduit à avoir des efforts importants sur ces dents, accompagnés de variations importantes de ces forces normales liées aux variations d'induction évoqués à l'item précédent.

Les conséquences peuvent alors être la présence de vibrations ou de bruit élevé.

Beaucoup de travaux sur ce type de machine ont été réalisés, et il est donc possible de trouver des articles dans la littérature traitant des inconvénients de ce type de machine ; on peut citer par exemple [Mag07].

Dans le cas d'une machine modulaire, il sera également difficile de réaliser l'assemblage des nombreux éléments la composant et plus précisément d'obtenir un entrefer uniforme. Ce point est développé dans le paragraphe suivant.

3.5. Maintien de l'entrefer

Avoir un entrefer uniforme est un moyen d'éviter plusieurs problèmes importants tels que : éviter le contact stator rotor, limiter les déséquilibres (performances électromagnétiques, échauffements). L'obtention d'un entrefer constant sur la circonférence de la machine est rendue difficile par plusieurs aspects.

Tout d'abord l'utilisation d'une structure modulaire rend difficile le fait de garder un entrefer homogène sur la périphérie de la machine au niveau de l'alésage stator. Il faut en effet, au moment de l'assemblage, avoir un moyen de compenser tous les jeux liés aux tolérances dimensionnelles demandées sur les différents éléments afin de pouvoir maintenir l'entrefer uniforme.

Le deuxième aspect vient des efforts entre le stator et le rotor. Les efforts sur les parties ferromagnétiques ont 2 directions différentes :

- les efforts tangents au niveau de l'entrefer qui sont la source du couple, la force est alors définie par l'expression [3.23]
- les efforts normaux qui eux sont la conséquence de l'attraction magnétique entre les aimants et les parties ferromagnétiques, définis par l'expression [3.24]

$$F_t = \iint \frac{B^r \cdot B^\theta}{\mu_0} \cdot dS \quad [3.23]$$

$$F_n = \iint \frac{B^2}{2\mu_0} \cdot dS \approx \iint \frac{B^{r^2}}{2\mu_0} \cdot dS \quad [3.24]$$

Ces efforts tendent à déformer les différents éléments constituant la structure.

La direction et la norme de ces différentes forces variant en fonction de la position du rotor par rapport au stator et du niveau de courant dans les différents conducteurs (en résumé les efforts varient en fonction du temps) il en résultera, si ces efforts ne sont pas bien estimés, des réductions de la durée de vie des éléments les plus sollicités (en particulier les éléments de fixation tels que les vis et les soudures).

Les efforts obtenus seront donnés pour les machines réalisées au chapitre 5. Ces efforts sont déterminés pour un élément (un plot stator ou un pôle rotorique) sur une période électrique, ils sont ensuite utilisés par le concepteur mécanique pour vérifier le dimensionnement des éléments de fixations.

Les efforts normaux peuvent normalement être compensés par les symétries utilisées, même si certaines configurations (motifs) sont plus propices à créer des déséquilibres au niveau des efforts entre le stator et le rotor.

En revanche, il est possible qu'une excentration (différence entre le centre du rotor et le centre du cercle correspondant à l'alésage du stator) existe.

Cette excentration peut être de deux types, elle peut être soit statique, soit dynamique.

Dans le cas d'une excentration statique, cela se caractérisera par une force résultante dans la direction de l'excentration. Cette force qui va avoir tendance à vouloir amplifier le phénomène (rapprochement du stator et du rotor) doit être compensée par les roulements : la force ne doit pas engendrer de déformation des éléments du roulement qui conduirait à rapprocher le stator du rotor.

Le cas d'une excentration dynamique est plus difficile à modéliser mais la résultante sera toujours dans la direction d'excentration, mais elle variera en fonction de l'instant considéré.

On a vu que parmi les avantages des machines à pas fractionnaire, il y a l'obtention de coefficient de bobinage du fondamental intéressant. Il est encore possible d'augmenter ce coefficient en se tournant vers des solutions polyphasées. Le recours à un bobinage polyphasé sera donc maintenant abordé.

4. Machine polyphasée

Dans beaucoup d'applications (propulsion marine, actionneur aéronautique), le choix de solutions électriques est réalisé car il permet d'être en présence de systèmes plus fiables et ayant de meilleurs rendements.

Le problème de la fiabilité des machines électriques existe néanmoins. Une solution qui permet d'augmenter la disponibilité est le recours à des systèmes polyphasés.

4.1. Différents cas

On a vu au paragraphe précédent, que le contenu harmonique de la force magnétomotrice est important. Généralement on cherche à minimiser ce contenu. Pourtant, le fait d'être en présence de basses fréquences permet de limiter les pertes dues à ces courants harmoniques.

L'utilisation de ce type de machine en triphasé permet d'avoir des coefficients de bobinages comparables à ceux des stators conventionnels, aux rangs harmoniques qui seront utilisés pour la production de couple. On peut dans ces machines se retrouver avec des coefficients de bobinage encore plus importants, proches de 1. Il faut pour cela considérer des topologies polyphasées où les bobines d'un même motif ne sont pas reliées les unes aux autres. Dans ces configurations, le nombre de phases sera égal au nombre de dents utilisées.

L'inconvénient d'augmenter le coefficient de bobinage du rang utilisé pour le couple est l'augmentation également des coefficients de bobinage des autres rangs harmoniques. Ainsi, on comprend que des concessions doivent être faites afin de limiter les pertes. Pour cela, des solutions peuvent être trouvées, telles que l'utilisation de tôles de meilleures qualités par exemple (faible épaisseur, pertes massiques faibles ou changement de matériaux FeCo au lieu de FeSi).

Néanmoins, pour une même géométrie mais en augmentant le nombre de phases d'alimentation, il est possible d'augmenter le couple en conservant le même courant efficace comme on peut le voir Table 3.10, uniquement en augmentant le coefficient de bobinage.

Table 3.10 Impact du nombre de phases

Nombre de phases	m_1	$m_2 (m_2 > m_1)$
Courant efficace par phase	I_1	$I_2 = \frac{m_1}{m_2} I_1$
Pertes Joule	$P_{j1} = m_1 \cdot R_{s1} \cdot I_1^2$	$P_{j2} = m_2 \cdot R_{s2} \cdot I_2^2$
Résistance par phase pour $P_{j1} = P_{j2}$	R_{s1}	$R_{s2} = R_{s1} \cdot m_1 / m_2$
Couple	$C_1 = m_1 \cdot k_{b1} \cdot K \cdot I_1$	$C_2 = m_2 \cdot k_{b2} \cdot K \cdot I_2$
Ratio couple	$C_1 / C_2 = k_{b1} / k_{b2}$	Si $k_{b1} < k_{b2} \Rightarrow C_1 < C_2$

K désigne la constante de couple, qui est identique si le flux des aimants est identique pour les 2 configurations. La condition sur la résistance par phase permet de conserver également la tension dans les 2 cas.

En fonction du nombre de phases, le coefficient de bobinage pour une polarité change et les nouvelles valeurs sont données dans la Figure 3.22 pour les mêmes motifs rencontrés pour les machines triphasées de la Figure 3.14.

		Nombre de pôles												
Nombre d'encoches	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30
	0.866		0.866											
		0.866	0.9848	0.9848	0.866									
			0.866	0.9659		0.9659	0.866							
				0.866		0.9945	0.9945		0.866					
					0.866	0.9397	0.9848		0.9848	0.9397	0.866			
						0.866	0.9309		0.9972	0.9972		0.9309	0.866	
							0.866		0.9659	0.9914		0.9914	0.9659	
								0.866	0.9182	0.958	0.9848	0.9983	0.9983	0.9848
									0.866	0.9135		0.9781	0.9945	
										0.866		0.945	0.9718	
											0.866	0.9063	0.9397	0.9659
												0.866	0.9035	
													0.866	
														0.866

Figure 3.22 Coefficient de bobinage dans le cas de machines polyphasées

On peut alors voir l'impact de l'augmentation du nombre de phases par rapport au cas triphasé. Dans le cas d'une machine avec 9 encoches et 9 phases, les coefficients de bobinage en fonction du rang sont comparés en Figure 3.23 au cas triphasé du motif 9/8.

Le passage de 3 à 9 phases permet d'augmenter de 4% le coefficient de bobinage ce qui sera équivalent à augmenter de 4% la densité de couple de la machine.

Sur la Figure 3.23, le cas d'une machine à 15 encoches est également présenté, pour le motif 15/14. Le passage de 3 à 15 phases permet d'augmenter le coefficient de bobinage de 4.5%.

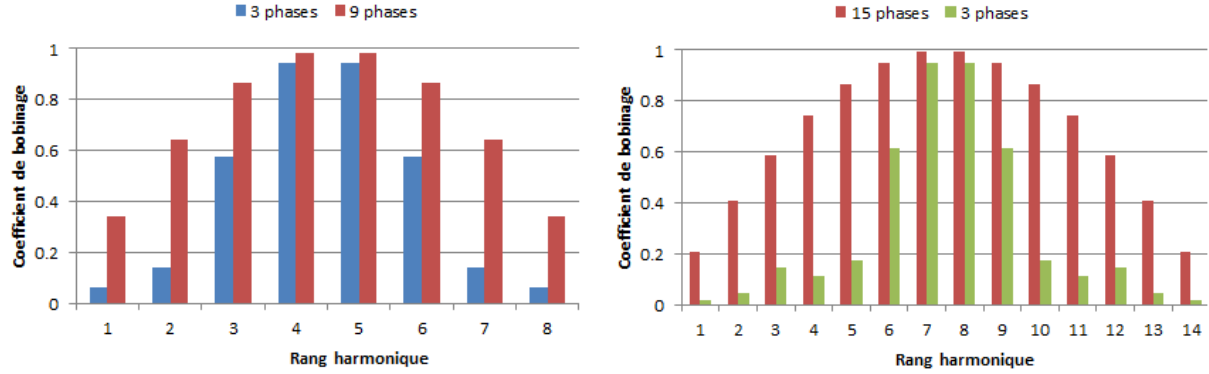


Figure 3.23 Comparaison des coefficients de bobinages en fonction du nombre de phases

On constate bien que tous les coefficients de bobinages et pas seulement ceux du rang utilisé pour la transmission de puissance sont plus élevés.

Le recours à un bobinage polyphasé, est une chose nouvelle pour ce type de topologie. Il ne va néanmoins que peu modifier les observations réalisées dans ce chapitre au niveau de la comparaison avec les solutions classiques. On va, tout de même avoir recours, à de nouvelles distributions pour le bobinage, mais ce qui va vraiment être modifié est la notion de couplage entre les phases comme nous allons le voir dans ce qui suit.

4.2. Adaptation des modèles

La plupart des expressions utilisées pour la modélisation des machines synchrones triphasées à aimants permanents données au chapitre 2 restent vraies, il suffit simplement de changer le nombre de phases dans les différentes expressions. Il y a toutefois des modifications au niveau de la détermination du coefficient de bobinage et de l'estimation des inductances puisque différentes mutuelles entre phases vont être rencontrées.

La détermination du coefficient de bobinage se fait de la même manière que pour les machines triphasées du paragraphe 2 de ce chapitre.

En revanche au niveau des inductances, il est nécessaire de déterminer les inductances mutuelles entre les phases de la machine. Dans le cas d'une machine polyphasée, l'expression [3.25] donne l'expression du flux dans une phase de la machine.

$$\phi_i = Li_i + \sum_{j \neq i} M_{ij} i_j \quad [3.25]$$

où L représente l'inductance propre d'une phase.

Les phases des machines étant équilibrées on obtient des matrices inductances circulantes et symétriques. Il est également possible en tenant compte des symétries de se ramener à des matrices ayant un nombre limité de mutuelles. Par exemple, dans le cas d'une machine ayant 5 phases, la matrice inductance aura la forme de l'équation [3.26].

$$[\phi] = [L][i] \text{ avec } [L] = \begin{bmatrix} L & M_1 & M_2 & M_2 & M_1 \\ M_1 & L & M_1 & M_2 & M_2 \\ M_2 & M_1 & L & M_1 & M_2 \\ M_2 & M_2 & M_1 & L & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_2 & M_1 & L \end{bmatrix} \quad [3.26]$$

Il est également possible d'obtenir les inductances cycliques par phase de ces machines à partir de [3.27].

$$L_{cyc} = L + \sum_{j \neq i} M_{ij} \cos\left((j-i) \frac{2\pi}{m}\right) \text{ avec } j \in [1; m] \quad [3.27]$$

Dans l'article [Scu10], des méthodes de détermination analytique des matrices de bobinage sont proposées. Néanmoins, les inductances déterminées ne tiennent pas compte de toutes les fuites qui peuvent être rencontrées (cf §1.b).

La méthode utilise deux matrices, une matrice $[W]$ ayant m colonnes et N_d lignes avec les coefficients de la FMM et une matrice $[D]$ de même dimension qui donne la distribution des phases dans les encoches, cette matrice correspond à la matrice de bobinage décrite précédemment.

La matrice inductances est alors obtenue à partir de l'expression [3.28].

$$[L] = C_{m^a} [W]^T [W] + K_{m'} [D]^T [D] \quad [3.28]$$

Les expressions des coefficients utilisés dans [Scu10] sont rappelées en [3.29] et [3.30].

$$C_{m^a} = \frac{\mu_0}{e + e_{aim}} L.R.N_c^2 \frac{2\pi}{N_d} \quad [3.29]$$

$$K_{m'} = \mu_0 L.N_c^2 \left(\frac{h_{enc}}{3(R + h_{enc} + h_{isthme})\delta_s} + \frac{h_{isthme}}{l_{ouv}} \right) \quad [3.30]$$

avec N_c le nombre de bobines par encoche, h_{enc} la hauteur d'encoche, h_{isthme} la hauteur de l'isthme, δ_s l'angle en rad d'ouverture d'encoche et l_{ouv} la longueur d'arc de l'ouverture de l'isthme.

La méthode proposée ici est celle qui, dans la littérature permet d'avoir la meilleure estimation des inductances. En revanche, elle ne tient pas compte des effets liés à la saturation magnétique (comme c'est déjà le cas en triphasé) et on s'aperçoit que les valeurs retournées, même quand le stator est seul, ne sont pas d'une grande précision (cf. Table 5.14).

Dans le but d'avoir une meilleure estimation des inductances un calcul numérique par éléments finis sera réalisé. La méthode d'obtention de la matrice est maintenant décrite.

Un courant continu est imposé à l'une des phases et les flux vus par les différentes phases de la machine sont collectés pour différentes positions du rotor par rapport au stator. Comme nous sommes en présence d'aimants permanents, les flux collectés ont deux composantes : l'une est liée au courant et l'autre est liée aux aimants. On obtient donc les expressions [3.31] pour la phase alimentée et [3.32] pour les autres phases des flux dans les différentes phases.

$$\phi_i(\theta) = L(\theta).I + \phi_i^{aim}(\theta) \quad [3.31]$$

$$\phi_j(\theta) = M_{ij}(\theta).I + \phi_j^{aim}(\theta) \quad [3.32]$$

Les différentes composantes de la matrice inductance sont donc obtenues en imposant le courant pour les différentes phases et en soustrayant aux flux obtenus les flux à vide. Cette différence de flux est alors divisée par la valeur du courant DC appliqué. On observe une variation (légère) des valeurs en fonction de la position.

Expérimentalement, il est plus facile de mesurer une variation de flux, donc une tension à l'aide d'un multimètre qu'un flux et il est alors nécessaire de faire un essai en courant alternatif.

La méthode est la suivante : on applique une tension entre l'une des phases et le neutre. Le courant mesuré permet de déterminer l'impédance de la phase (en connaissant la résistance) et il est alors possible de déduire l'inductance propre. Les mutuelles sont déterminées en mesurant les tensions phase/neutre des autres phases.

En partant de l'expression des flux, il est possible de déterminer les expressions des tensions. Pour la phase alimentée la tension est donnée par l'équation [3.33], pour les autres phases par l'équation [3.34].

$$v_i(t) = R_s.i(t) + L \frac{di}{dt} \quad [3.33]$$

$$v_j(t) = M_{ij}.\omega.i(t) \quad [3.34]$$

On notera que dans ce cas la position du rotor par rapport au stator est fixe. De ce fait, la position des phases vis-à-vis du rotor est différente, les valeurs qui seront déterminées sur les différentes phases peuvent donc varier. Il faudrait pouvoir maintenir la même position pour chaque mesure afin de vérifier que la matrice inductance est symétrique et circulante. Les valeurs moyennes des valeurs mesurées seront par la suite utilisées.

Cette modification du couplage entre les phases va également nécessiter une adaptation des méthodes utilisées pour contrôler la machine et ouvrir la voie à l'utilisation de stratégies dédiées aux systèmes polyphasés. Or, le

choix effectué dépendra du nombre de degrés de liberté, i.e. des connexions réalisées entre les différentes phases, et le recours à des systèmes triphasés sera également possible. Le contrôle des systèmes polyphasés va maintenant être abordé succinctement afin d'avoir une idée de ce qui peut être mis en œuvre.

4.3. Stratégie de contrôle

Pour le contrôle des machines polyphasées 2 types de contrôles sont possibles : ils dépendent principalement du nombre de phases de la machine.

Dans le cas où le nombre de phases de la machine est un multiple de 3, il est possible de considérer la machine comme plusieurs machines triphasées (il faut également que le couplage entre les phases de la machine soit faible⁶). Chaque ensemble triphasé peut alors être piloté par les mêmes méthodes que les machines triphasées conventionnelles, à condition toutefois que leurs commandes soient « synchronisées⁷ ».

Remarque : L'utilisation de ce type de commande est à privilégier en présence d'un bobinage à une bobine par encoche car cette solution conduit à réduire le couplage magnétique entre les éléments. Pour ce cas, en présence d'onduleur de tension, il est possible d'utiliser la transformation de Concordia qui est également utilisée pour les machines triphasées. Le problème est que seule une partie des courants est contrôlée, et que l'on peut se retrouver dans des situations non maîtrisées où des courants « indépendants » sont non contrôlés. Cela arrive lorsque l'on connecte de manière physique les points neutres des différents systèmes triphasés.

Pour éviter ce type de problème il est possible d'adapter la transformation pour qu'elle prenne en compte toutes les phases de la machine. On a alors à faire à des transformations de Concordia généralisées, qui sont décrites dans [Kes03], la forme des matrices dans le cas d'une machine polyphasée à nombre impair de phases étant rappelée en [3.35].

$$[C_m] = \sqrt{\frac{2}{m}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(2\frac{\pi}{m}\right) & \sin\left(2\frac{\pi}{m}\right) & \dots & \cos\left(\frac{(m-1)\pi}{m}\right) & \sin\left(\frac{(m-1)\pi}{m}\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(2\frac{(m-1)\pi}{m}\right) & \sin\left(2\frac{(m-1)\pi}{m}\right) & \dots & \cos\left(2\frac{(m-1)^2\pi}{m}\right) & \sin\left(2\frac{(m-1)^2\pi}{m}\right) \end{bmatrix} \quad [3.35]$$

La transformation appliquée à la matrice inductance conduit à sa diagonalisation, la matrice diagonale alors obtenue permet d'obtenir les inductances de plusieurs systèmes d,q.

Dans le cas d'une machine où le nombre de phases est impair on obtient la matrice diagonalisée à partir de l'expression [3.36].

$$[L_D] = [C_m][L][C_m]^T \quad [3.36]$$

On en déduit donc les inductances d,q dans l'ordre suivant :

- la valeur de la première ligne correspond à l'inductance de la machine homopolaire.
- la valeur de la seconde ligne correspond à l'inductance dans l'axe d de la machine principale (machine qui comprend le fondamental)
- la valeur de la troisième ligne correspond à l'inductance dans l'axe q de la machine principale
- la valeur de la nième ligne :
 - Si le numéro de ligne est pair, la valeur correspond à l'inductance dans l'axe d de la machine dont le premier rang harmonique est $mk \pm j$ où $j = n/2$
 - Si le numéro de ligne est impair, la valeur correspond à l'inductance dans l'axe q de la machine dont le premier rang harmonique est $mk \pm j$ où $j = (n-1)/2$

Par exemple, dans le cas d'une machine pentaphasée la matrice de Concordia est celle donnée en [3.37]. Quand on transforme la matrice inductance, on se retrouve en présence de la matrice diagonale renseignée en [3.38].

⁶ un couplage entre 2 phases est dit faible si électriquement une variation de courant dans une phase n'induit pas de variation de tension dans l'autre phase

⁷ les commandes vectorielles doivent respecter le déphasage entre étoiles

$$[C_5] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(2\frac{\pi}{5}\right) & \sin\left(2\frac{\pi}{5}\right) & \cos\left(4\frac{\pi}{5}\right) & \sin\left(4\frac{\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(4\frac{\pi}{5}\right) & \sin\left(4\frac{\pi}{5}\right) & \cos\left(8\frac{\pi}{5}\right) & \sin\left(8\frac{\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(6\frac{\pi}{5}\right) & \sin\left(6\frac{\pi}{5}\right) & \cos\left(12\frac{\pi}{5}\right) & \sin\left(12\frac{\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(8\frac{\pi}{5}\right) & \sin\left(8\frac{\pi}{5}\right) & \cos\left(16\frac{\pi}{5}\right) & \sin\left(16\frac{\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad [3.37]$$

$$[L_D] = \begin{bmatrix} L_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{d1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{q1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{d2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{q2} \end{bmatrix} \quad [3.38]$$

Nous sommes en présence de 3 nouvelles machines, la machine monophasée homopolaire et 2 machines biphasées : la machine principale et une machine secondaire. Les harmoniques correspondant aux différentes machines sont donnés Table 3.11.

Table 3.11 Répartition des rangs harmoniques pour chaque machine fictive

Machine	Expression des rangs harmoniques	Liste des rangs harmoniques
Homopolaire (L0)	$5.h$	5, 15, 25, ...
Principale (Ld1, Lq1)	$5.h \pm 1$	1, 9, 11, 19, 21, ...
Secondaire (Ld2, Lq2)	$5.h \pm 2$	3, 7, 13, 17, 23, ...

Ces systèmes correspondent à des machines fictives, concept développé par le laboratoire de Lille L2EP qui a réalisé plusieurs travaux sur le sujet [Kes03] [Scu06].

Etant donné la transformation effectuée, chaque système dq peut être apparenté à des rangs harmoniques distincts. On obtient alors des machines harmoniques, i.e. des modèles valables pour tous les rangs harmoniques concernés par la machine en question.

Chaque rang harmonique est ainsi rattaché à une machine fictive et à chaque machine est attribué un système dq.

Il est également expliqué dans [Scu06] que, dans le cas d'une machine où le nombre de phases est pair et que les phases sont déphasées de manière homogène, la machine se comporte comme le système ayant $m/2$ phases. C'est à dire qu'une machine double étoiles dont les étoiles sont déphasées de 60° se comporte comme une machine triphasée et qu'une machine double étoiles dont les phases sont déphasées de 30° se comporte comme une machine 12 phases.

Une fois les transformations effectuées, il est possible de contrôler chaque système dq ou alors dans les cas où les signaux ont des faibles distorsions harmoniques il est possible de piloter le système fondamental uniquement. Le risque dans ce cas est de voir apparaître des courants de rangs supérieurs dans les bobinages et dont les amplitudes ne sont pas contrôlées.

Cette stratégie qui vise à contrôler chaque rang harmonique de la machine permet également de réaliser un contrôle adapté pour les machines utilisées en modes dégradés. En effet, en présence d'un mode dégradé (voir les cas abordés dans [Cre10]) il est possible d'utiliser les machines harmoniques pour améliorer l'allure du couple. En cas de fonctionnement normal, le contrôle des machines fictives (différents de la machine fondamentale) peut contribuer à la production de couple.

Le recours à des solutions polyphasées conduit également à augmenter la disponibilité des systèmes. Nous allons maintenant voir qu'il est possible, dans certains cas seulement, de pouvoir utiliser la machine en modes dégradés.

5. Modes dégradés

L'un des avantages souvent mis en avant dans le cas des machines polyphasées est la tolérance aux défauts. Il ne faut pas comprendre cela comme le fait que la présence d'un défaut ne conduise pas à compromettre le bon fonctionnement de la machine, mais il faut plutôt voir cela comme la possibilité, après qu'un défaut est apparu, de pouvoir continuer à utiliser la machine.

Les modes dégradés sont les modes de fonctionnement qui permettent d'utiliser la machine à une fraction de sa puissance nominale. Dans certains cas, il est toutefois nécessaire d'effectuer une opération afin de changer la configuration initiale de la machine de façon à ce qu'elle puisse continuer de fonctionner.

Le plus souvent, un rééquilibrage des phases de la machine est réalisé pour pouvoir poursuivre l'exploitation du système.

Les différentes modifications réalisées peuvent également nécessiter des modifications du contrôle ou des corrections sur les paramètres utilisés pour l'alimentation de la machine.

5.1. Objectifs et stratégies

Dans le cadre d'une génératrice éolienne, l'objectif de l'exploitant est de pouvoir utiliser la plus grande partie du temps le système qu'il possède, sachant que dans certains cas il est possible de « dégrader » les performances de la machine pour que la fonction qu'elle assure continue à être réalisée.

L'un des modes dégradés qui est souvent rencontré est la réduction de la puissance en présence d'une température ambiante élevée (supérieure à la limite renseignée par le motoriste) afin de limiter les températures internes du système.

Dans la plupart des cahiers des charges de machines électriques des objectifs en termes de fiabilité et de disponibilité sont demandés. Poursuivre le fonctionnement en mode dégradé permet d'augmenter la disponibilité d'un système.

Au niveau des défauts (d'ordre électrique et électromagnétique) pouvant conduire à une perte de performances de la machine, on distingue plusieurs cas :

- les défauts d'alimentation : au moins un des éléments (une phase) de la machine n'est plus alimentée ;
- les défauts dans les bobinages : pertes d'isolation dans la machine qui peut également conduire au court-circuit si le défaut n'est pas détecté ;
- la dégradation de l'excitation : pour les machines à aimants permanents elle s'apparente à la démagnétisation.

Dans tous ces cas le but est de maintenir le couple de la machine suffisamment constant (i.e. limiter les ondulations de couple) pour ne pas perturber le fonctionnement des systèmes accouplés à l'arbre de la machine et ainsi continuer de pouvoir contrôler la machine.

Des travaux ont été réalisés [Jan10] dans le but de travailler en présence d'un déséquilibre entre les phases de la machine, même s'il est préférable de se ramener à une configuration équilibrée pour éviter d'autre problème.

Si la machine est déséquilibrée, il faut veiller à ce que les bobinages ne voient pas des courants trop importants. Des échauffements anormaux pourraient se produire et conduire à des balourds ou à des dégradations de l'isolation de la machine : la dégradation peut être telle que l'épaisseur d'isolant devienne trop faible et qu'un claquage électrique se produise.

Le cas le plus rencontré, qui sera abordé maintenant, est celui où un problème d'alimentation est rencontré, puisque le taux de panne dans les convertisseurs est plus important que pour une machine.

5.2. Défauts d'alimentation

Des travaux approfondis sur ce sujet ont été réalisés dans [Cre10], le but ici étant seulement de décrire les cas qui peuvent être rencontrés et de donner des pistes pour contourner les défauts.

Les défauts au niveau de l'alimentation peuvent être dus au contrôle. Généralement, dans cette situation un simple « reset » du contrôleur de l'installation peut résoudre le problème. Il est éventuellement possible d'effectuer cette opération à distance en présence d'une connexion au réseau internet.

Dans d'autres cas, il peut être lié à un défaut des composants de l'électronique de puissance. On rappelle qu'en cas de défaut le composant peut soit rester ouvert, soit rester fermé. Dans le premier cas on ne peut plus utiliser la branche du convertisseur concernée et, dans le second cas, le défaut peut conduire à des dégâts matériels (échauffements, court-circuits).

On rappelle également, qu'un défaut de fermeture ou d'ouverture d'un composant d'un bras d'onduleur peut engendrer le court-circuit du bus continu, court-circuit qui peut engendrer des dégâts important pour l'installation.

Néanmoins, des procédures sont mises en place dans le grafset global du système pour protéger l'installation. Par exemple, il est souvent possible qu'à la détection d'un défaut on arrête le système, mais on réalise ensuite une tentative de redémarrage afin de voir si le défaut est toujours présent, car il est courant qu'un « bug » se produise et qu'aucun défaut ne soit réellement présent.

De même, des procédures sont mises en places pour limiter au maximum le recours à une intervention pour remettre le système en marche (redondance des systèmes, sélectivité des déclenchements...) car une intervention est coûteuse, à la fois en temps (durant laquelle le système ne fonctionne pas), mais également en argent.

Dans le cas où la branche d'onduleur n'est plus utilisable, on peut utiliser les autres phases disponibles. En présence d'un système triphasé, l'utilisation des autres phases est difficile car généralement le contrôle ne permet pas de s'adapter facilement au passage de 3 à 2 phases. Cela s'explique par le fait que le contrôle est basé sur la commande de 2 des 3 courants, le 3^{ème} étant la conséquence des deux premiers et des connexions (cas étoile : la somme des courants est nulle).

Quand il reste uniquement deux phases, il n'est possible de contrôler qu'un des courants, le deuxième devenant identique (sauf si la circulation de courant dans le neutre est possible). Dans ce cas les ondulations de couple seront importantes.

Le cas des machines polyphasées permet d'augmenter le nombre de degrés de liberté sur les courants. Il est alors possible d'adapter la commande des différentes machines fictives (concept présenté au paragraphe précédent) pour se retrouver dans un mode dégradé.

Le fonctionnement généralement le plus recherché (dépendant néanmoins de l'installation) est le fonctionnement à couple constant élevé en limitant les pertes.

Mais ce n'est pas le cas pour toutes les machines polyphasées. Les machines polyphasées qui reposent sur le concept multi étoiles et possédant plusieurs neutres ont quant à elles un nombre de degrés de liberté limité quel que soit le cas rencontré.

Après avoir décrit le défaut, à l'aide de simulations, nous allons estimer les performances qui peuvent être atteintes quand le système nécessite le recours à un mode dégradé pour pouvoir être utilisé.

5.3. Fonctionnements en mode dégradé

Pour la machine, les défauts au niveau du bobinage peuvent générer des dégâts importants comme c'est le cas pour les court-circuits. Dans certains cas, le défaut peut avoir des conséquences moins graves, on peut dans ces conditions réaliser diverses opérations dans le but de poursuivre le fonctionnement.

- Intervention sur le bobinage

Cela est déjà mis en œuvre pour les bobinages traditionnels. Il est possible d'ouvrir des bobines qui ont une isolation défectueuse et faire un pont de la bobine précédente à la bobine suivante. Il est alors courant d'équilibrer la machine en effectuant cette opération sur les autres phases.

D'autres opérations de maintenance (réparations) sont également possibles, comme le remplacement de bobines d'un stator par exemple. Ces opérations nécessitent néanmoins de sortir le rotor de la machine, de modifier le stator et de refaire l'isolation. Ce sont des opérations qui ne permettent pas l'exploitation de la machine pendant un temps assez long et qui ne sont pas faciles à réaliser.

Dans le cas plus spécifique des bobinages concentriques, il est également possible d'appliquer ces interventions. Il est alors plus facile (dans le cas d'une machine modulaire) de remplacer la bobine défectueuse, ce qui peut être fait directement sur site quand le design le permet (voir §3b).

Dans le but de supprimer l'intervention d'une personne il serait également possible de placer des composants permettant l'ouverture des connexions des bobines à distances (contacteur, sectionneur, électronique de puissance...) ou en cas de défauts (fusible). On peut par exemple placer des dispositifs d'ouverture entre les enroulements de manière à pouvoir modifier le bobinage en cas de défaut.

L'une des solutions est proposée Figure 3.24 pour une machine où tous les enroulements sont connectés en série (configuration polygones du bobinage), elle permet en actionnant l'un des dispositifs d'annuler le courant traversant l'enroulement auquel il est connecté et de continuer d'alimenter les autres.

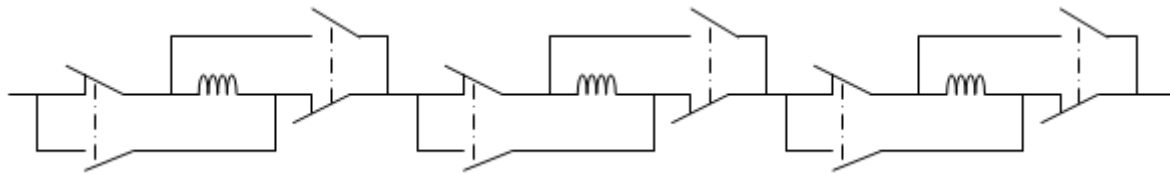


Figure 3.24 Connexions entre enroulements permettant de « contourner » l'un d'entre eux.

- Utilisation d'une fraction (étoile dans les systèmes multi étoiles) de la machine

Les machines « double étoile » (déphasées de 30°) ont été développées dans le but d'augmenter la puissance des systèmes et la fréquence des ondulations de couple pour réduire leurs amplitudes et limiter les phénomènes qui y sont liés (bruits et vibrations). Un autre intérêt a néanmoins été trouvé à ces systèmes : il s'agit de la redondance. En effet, pour la propulsion marine ou la traction ferroviaire, où ces systèmes sont rencontrés, le fait que les deux étoiles soient découplées électriquement permet de n'alimenter qu'une des 2 étoiles pour que la machine fonctionne.

Il faut néanmoins veiller à ce qu'il n'y ait pas de boucle de courant sur l'autre étoile pour éviter la circulation des courants dans ses enroulements.

- Simulations

Dans le cas d'une machine triple étoile, nous allons regarder quel cas est le plus intéressant entre un fonctionnement sur 2 étoiles et un fonctionnement sur 8 phases dans le cas d'un défaut (ouverture) d'une des phases de la machine. La phase en défaut dans les résultats présentés est la phase w3. Le but fixé est de conserver la valeur maximale du courant et d'examiner l'impact sur le couple.

Les simulations sont réalisées en considérant le contrôle de la machine. En revanche les onduleurs sont modélisés comme des sources de tensions délivrant des tensions parfaitement sinusoïdales (pas d'électronique de puissance, ni de MLI) et la machine par un système E, R et L tenant compte des couplages entre les phases (utilisation de la matrice inductance) comme cela est décrit Figure 3.25.

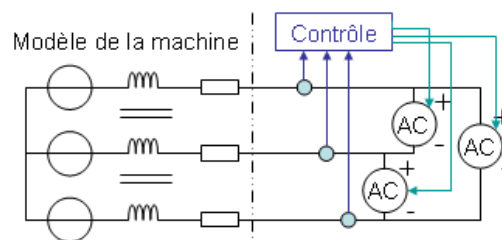


Figure 3.25 Modèle simplifié d'un système triphasé utilisé pour modéliser l'ensemble machine convertisseur

Quand le système fonctionne normalement les courants rencontrés sont donnés Figure 3.26.

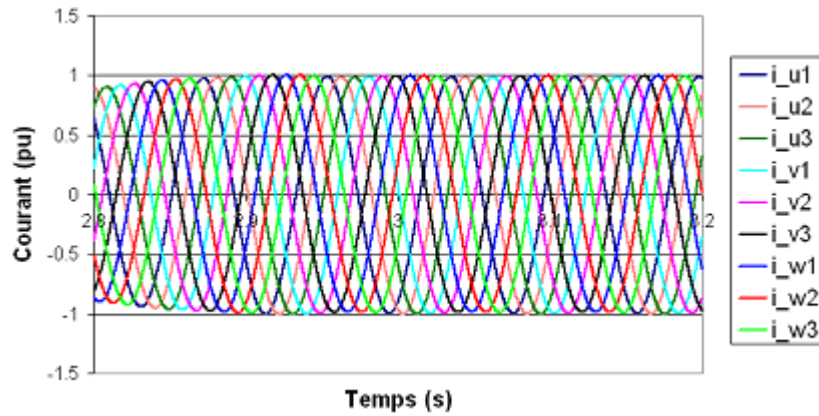


Figure 3.26 Courants quand toutes les phases sont alimentées

En cas de défaut sur la phase w3, si l'on conserve l'alimentation du cas précédent on se retrouve avec les courants de la Figure 3.27.

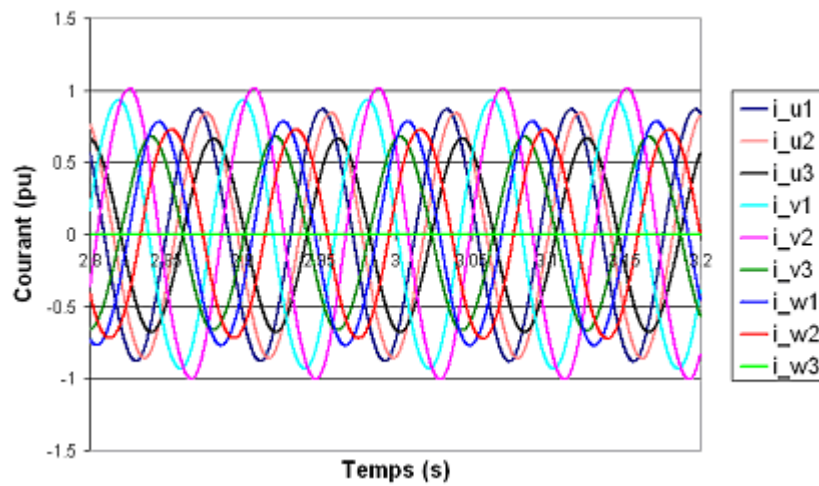


Figure 3.27 Courants quand l'une des phases n'est plus alimentée

On remarque qu'étant donné que le modèle de simulation construit est réalisé pour une machine triple étoile, on a $i_{u3} = -i_{v3}$ et la somme des courants est nulle sur les 2 autres étoiles.

On observe que les courants dans les phases des machines sont fortement déséquilibrés.

Dans le cas d'un fonctionnement sur 2 étoiles de la machine, les formes de courant sont données Figure 3.28.

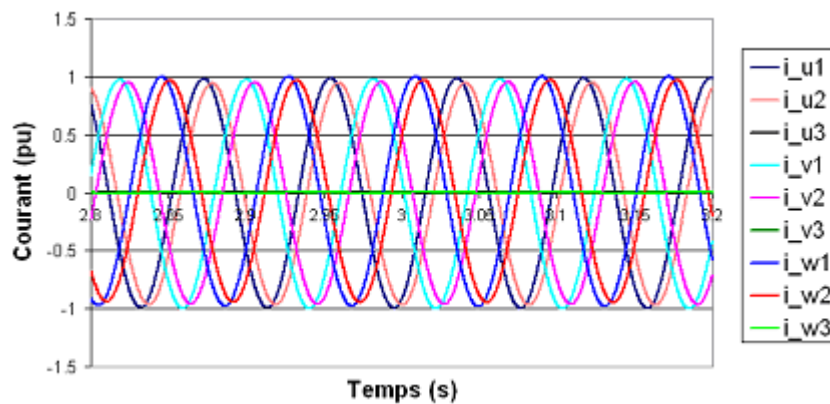


Figure 3.28 Courants quand uniquement 2 étoiles sont alimentées

On observe alors un léger déséquilibre entre les amplitudes des courants. En effet, le fonctionnement sur 2 étoiles de la machine ne permet pas d'avoir les mêmes courants (valeurs efficaces) sur les 2 étoiles quand le déphasage entre les tensions d'alimentation de 40° est respecté.

Néanmoins dans ce cas les courants sont plus équilibrés que dans le cas où 8 phases sont alimentées. L'impact sur l'allure temporelle du couple est donné Figure 3.29.

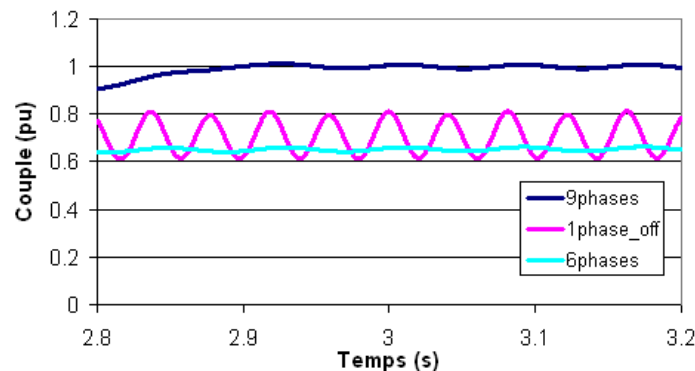


Figure 3.29 Comparaison des couples pour les différents modes de fonctionnement

Dans les trois cas, le courant maximal autorisé est le même, mais le couple moyen obtenu est différent. L'utilisation de 8 phases permet d'obtenir un couple moyen de 0.7pu. L'utilisation de 2 étoiles permet de retrouver deux tiers du couple.

L'écart entre les 2 modes dégradés proposés n'est pas grand. En revanche, les ondulations de couple sont beaucoup plus importantes dans le cas où l'on continue d'utiliser 8 phases de la machine. Il est donc plus avantageux en cas de défaut d'alimentation de fonctionner sur 2 étoiles que d'essayer d'utiliser toutes les phases saines de la machine.

Néanmoins, dans le cas étudié ici, les neutres des 3 étoiles ne sont pas connectés. Pour appliquer les méthodes propres aux machines polyphasées en présence de défaut d'alimentation, utilisant les machines fictives, il faut se ramener à une machine 9 phases et donc connecter les neutres des 3 étoiles.

Dans le but d'estimer le couple qui pourrait être obtenu en cas de fonctionnement sur 8 phases de la machine au lieu des 9, on applique un algorithme de compensation qui sera décrit au chapitre 4 pour identifier les formes d'ondes des courants qui permettraient d'obtenir un couple constant sur 8 phases.

Cette opération est réalisée en soustrayant $1/8$ du courant de la phase manquante sur les autres phases dans le but de conserver une somme des courants nulle. Dans ce cas, la forme des courants rencontrés est donnée Figure 3.30.

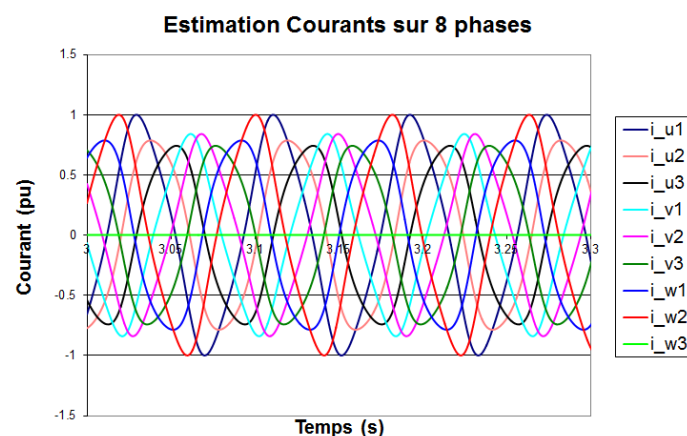


Figure 3.30 Formes des courants estimés quand une phase n'est pas alimentée pour un fonctionnement sur 8 phases avec tous les neutres connectés

En respectant la limite de courant utilisée pour les cas précédents, le couple maximum qui peut alors être produit est de 0.747 pu. Ce couple ne représente que 90% des $8/9$ qui correspondent au couple idéal pouvant être atteint

dans ce mode de fonctionnement, mais il est plus important que les deux tiers de la solution utilisant deux des trois étoiles.

L'étude s'est arrêtée là, les adaptations du contrôle et la possibilité d'effectuer la commande dans le but d'obtenir ces courants n'a pas été réalisée, mais cela pourrait faire l'objet de travaux dans le but d'améliorer le contrôle d'une machine ayant 9 phases.

Les défauts d'alimentation ne sont pas les seuls qui peuvent être rencontrés, on peut également se retrouver, suite à des conditions de fonctionnement extrêmes, dans le cas où des aimants de la machine sont partiellement démagnétisés. Même si dans ces conditions, la possibilité de continuer à fonctionner reste discutable, nous allons, dans le prochain paragraphe, estimer l'impact sur les aimants et sur les performances d'une telle situation.

5.4. Démagnétisation des aimants

Même si les aimants permettent de produire un flux sans être alimentés par des courants et que ce sont des éléments qui vieillissent bien, il est néanmoins possible sous certaines conditions que le flux produit soit dégradé, on parle alors de démagnétisation.

La démagnétisation des aimants peut être plus ou moins importante, c'est en effet la partie la plus proche de l'entrefer qui a le plus de risque d'être démagnétisée. Cela est dû à la profondeur de pénétration du champ dans les matériaux, la source du champ étant située au stator (effets du courant et de l'encoche).

Pour rappel, le risque de démagnétisation augmente en présence de température élevée ou/et en cas de champ magnétique élevé.

Plusieurs seuils peuvent être distingués suivant l'importance de la démagnétisation du pôle :

- une faible partie des aimants est démagnétisée (l'induction rémanente est plus faible que la valeur initiale, le flux délivré par le pôle est plus faible) ;
- une partie plus importante de l'aimant est démagnétisée, ce qui peut conduire éventuellement à inverser la polarité du pôle ;
- l'induction rémanente a atteint sa valeur maximale mais dans la direction opposée à la direction initiale (le pôle est « remagnétisé »).

Dans les cas 2 et 3, la polarité de la machine a changé. Si la machine peut continuer de fonctionner (ce qui doit être évalué), à la même vitesse qu'en fonctionnement normal, la fréquence d'alimentation devra être adaptée.

L'induction rémanente d'un aimant va dépendre du champ (démagnétisant) auquel l'aimant va être soumis. En fonction de la température il est possible de déterminer une courbe d'aimantation comme celle donnée Figure 3.31.

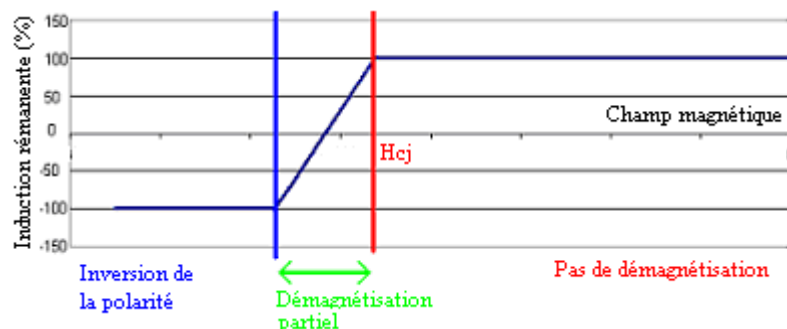


Figure 3.31 Variation de l'aimantation en fonction du champ magnétique pour une température donnée

Comme la notion de température intervient, si on se place dans le cas d'une machine où le fluide de refroidissement circule axialement dans une direction, on peut se retrouver dans un cas comme celui décrit Figure 3.32 où la partie démagnétisée de l'aimant sera localisée dans la zone où la température de l'aimant est la plus élevée.

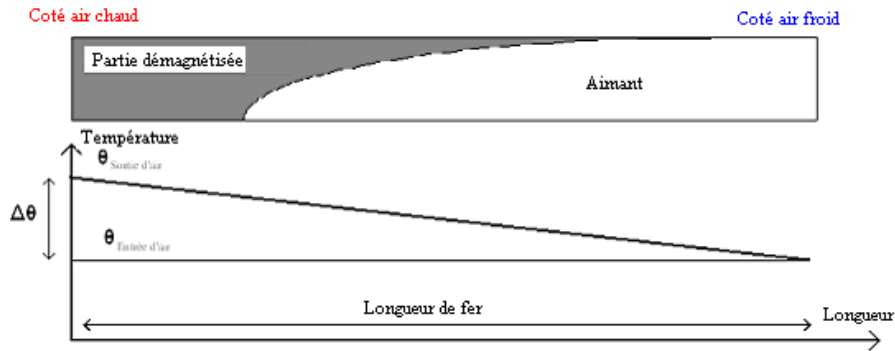


Figure 3.32 Impact de la température sur la démagnétisation d'un volume d'aimant

Le seul cas qui va être étudié ici est le cas où des démagnétisations partielles apparaissent. Dans ce cas, l'impact sur le comportement de la machine sera un déséquilibre.

Les tensions induites ne seront plus identiques sur toutes les périodes de la machine. Il faut pouvoir continuer à alimenter les enroulements de la machine. Une alimentation par des courants sinusoïdaux conduira à des ondulations au niveau du couple de la machine.

Pour illustrer cela, nous allons considérer le cas plausible d'une machine triphasée utilisant le motif 9 encoches/8 pôles. Le champ magnétique pour deux instants critiques de fonctionnement de la machine est donné Figure 3.33.

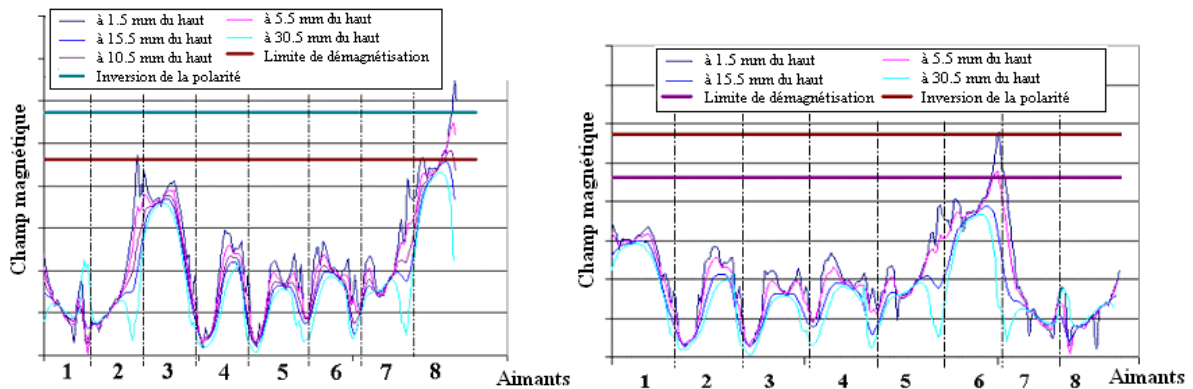


Figure 3.33 Champ magnétique aux moments les plus contraignants pour différentes parties des aimants

En considérant uniquement la température la plus chaude vue par les aimants et la valeur du champ démagnétisant (H_{cj}) pour cette température, on constate que les aimants 6 et 8 vont être touchés par une démagnétisation, mais uniquement sur une partie de leur hauteur.

Nous allons considérer que les parties touchées sont celles données Figure 3.34.

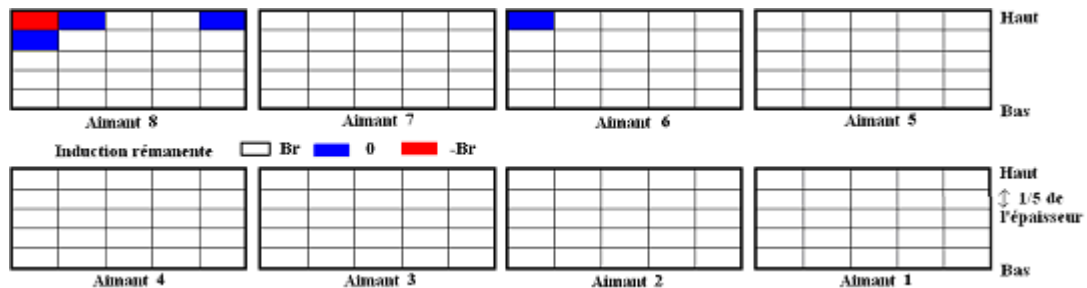


Figure 3.34 Etat des aimants après la démagnétisation

Dans cette configuration, les FEMs qui vont être rencontrées dans les 3 phases de la machine (formes d'ondes obtenues avec une simulation éléments finis 2D) sont données Figure 3.35.

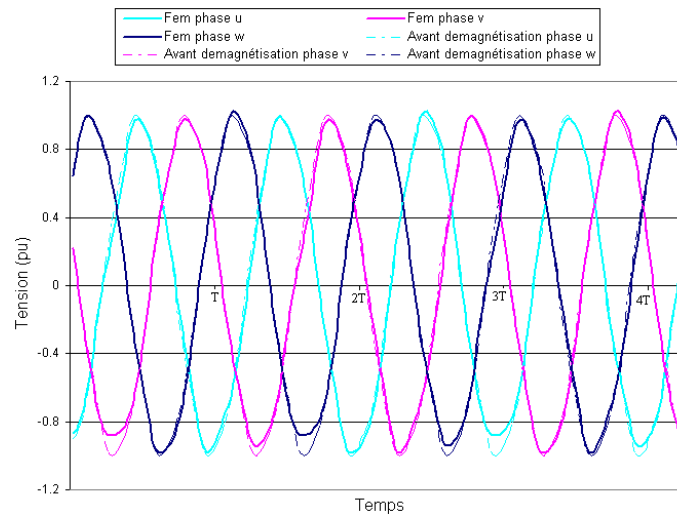


Figure 3.35 Impact de la démagnétisation sur les FEMs

Comme attendu, les pics des sinusoïdes sont plus faibles et moins réguliers en présence d'aimants démagnétisés.

Dans ces conditions, si on alimente la machine avec les mêmes courants que la machine qui n'a pas subi de démagnétisation, on obtient les couples de la Figure 3.36.

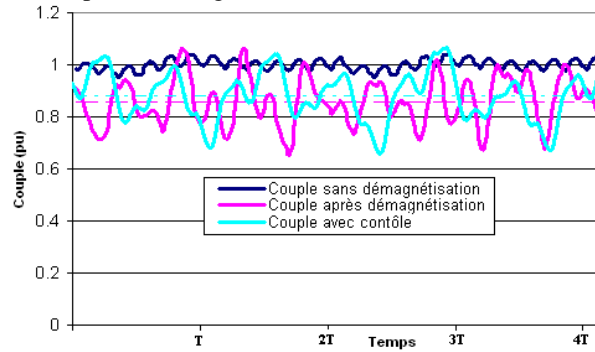


Figure 3.36 Comparaison des couples obtenus

Un autre cas a été ajouté à la comparaison : il s'agit du cas où les FEMs sont utilisées dans la simulation tenant compte du contrôle de la machine (simulation réalisée de la même manière qu'au paragraphe précédent). Dans ces conditions, les courants rencontrés sont ceux de la Figure 3.37.

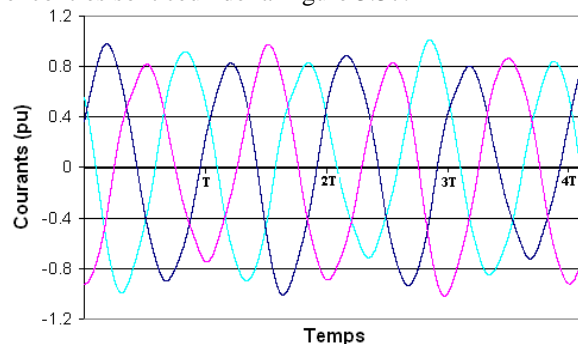


Figure 3.37 Formes des courants obtenues avec simulation du contrôle

On s'aperçoit qu'en présence d'aimants faiblement démagnétisés, il est possible de maintenir le pilotage avec des performances dégradées. La difficulté pourrait néanmoins venir de la détermination de la position du rotor quand le flux des aimants est utilisé pour estimer la vitesse de rotation.

Pour le cas simulé, le couple moyen obtenu ne représente plus que 85% du couple nominal, mais les ondulations de couple sont importantes (environ 40% du couple moyen). En revanche, le cas considéré est un cas où les aimants sont faiblement démagnétisés : plus la démagnétisation sera importante, plus les ondulations de couple seront importantes.

6. Conclusion

Dans ce chapitre, les bobinages à pas fractionnaire ont été étudiés. Cette technologie permet d'éviter les croisements entre les têtes de bobines et donc permet de réduire la longueur du cuivre des bobines. Les machines dimensionnées ont alors des densités de couple élevées comparées aux solutions avec des bobinages classiques. Ces densités sont d'autant plus intéressantes, par le fait que le choix d'avoir deux bobines par encoche permet d'avoir un refroidissement plus efficace du cuivre.

Le stator alors obtenu est modulaire puisque réalisé à partir de plusieurs éléments : les plots. Ce qui permet également de faciliter une opération de maintenance qui viserait à remplacer l'un de ces éléments sur le site d'exploitation de la machine.

Cette spécificité permet également de s'affranchir des limites de diamètre qui peuvent être rencontrées sur les sites de fabrication.

Néanmoins, des contraintes différentes propres à cette topologie de machine existent : efforts plus importants, présences d'harmoniques... , mais cela ne semble pas infranchissable en vue de sa fabrication.

La présence d'efforts importants sur les « dents » augmente également le risque de rencontrer du bruit et des vibrations.

Si un gain en puissance massique peut être obtenu dans le cas d'une machine triphasée, il est possible de rendre cette topologie encore plus attractive, de ce point de vue, en ayant recours à des solutions polyphasées.

Ce choix conduira à augmenter la présence d'harmoniques de forces magnétomotrices qui sera la source de pertes importantes.

Néanmoins, si on se limite à des applications où les fréquences et donc les vitesses sont faibles, ce phénomène sera atténué et des performances intéressantes seront obtenues.

Les génératrices éoliennes utilisées en attaque directe font parties de ces applications.

L'augmentation du nombre de phases est liée également à une disponibilité accrue, élément de fiabilité propre aux machines polyphasées puisque des fonctionnements en modes dégradés sont envisageables.

Cette solution conduit néanmoins à être en présence de machines pour lesquelles les formes d'ondes rencontrées sont sinusoïdales (faible contenu harmonique des FEMs), ce qui devrait, d'après les observations faites au premier chapitre, passer outre le gain théorique de 41% sur la densité de puissance envisageable en présence de formes d'ondes avec harmoniques.

Nous allons donc nous focaliser dans le chapitre qui suit sur d'autres solutions qui consistent à utiliser les harmoniques des tensions induites et à ajuster les courants d'alimentation dans le but de participer à la production de couple.

Chapitre 4 : Optimisation de l'alimentation des machines

Comme évoqué au chapitre 1, en présence de forme d'onde de FEM trapézoïdale, l'alimentation de la machine par des courants ayant des formes adaptées permet (à pertes équivalentes) d'augmenter la puissance de celle-ci. Le gain théorique maximum pouvant être atteint, à pertes identiques, est de 41% si l'on compare à une machine où les formes d'ondes de courant et de FEM sont parfaitement sinusoïdales.

Nous allons dans ce chapitre regarder l'impact des formes d'ondes (i.e. l'utilisation des harmoniques) sur la densité de couple des machines électriques. Il sera alors possible d'adapter les designs pour les rendre plus avantageux. En effet, les modifications induites par le choix d'une alimentation différente peuvent réduire les contraintes de dimensionnement et permettre de s'intéresser à des concepts de machines différents de ceux que l'on rencontre actuellement.

Le cas idéal consisterait à être en présence de forme d'ondes dites rectangulaires ; identiques à celles rencontrées dans le cadre des machines à courant continu, qui sont des machines connues pour leur puissance massique élevée et adaptées aux applications où le couple en jeu est élevé.

Dans un premier temps, en se basant sur le principe de fonctionnement de la machine à courant continu et en l'adaptant aux machines à courant alternatif où l'utilisation du contact collecteur/balai sera remplacé par une commutation électronique.

Une topologie de machine, reposant sur ces principes, est déjà rencontrée dans de nombreuses applications (robotique, aéronautique, informatique, électroménager...) utilisant des formes d'ondes de FEM trapézoïdale, elle sera présentée. L'alimentation de cette machine, où les puissances rencontrées dépassent rarement 10kW, est réalisée avec des courants constants sur 120° électrique. Le gain sur la puissance massique attendue étant dans ce cas de 15%. Son utilisation est limitée à cause de la qualité du couple qu'elles peuvent délivrer.

La recherche d'autres solutions nous a conduits à des machines où les harmoniques de couple sont encore plus importants. Pour atténuer cet handicap des solutions, permettant de réduire les harmoniques de couple, sont étudiés. Deux solutions sont proposées dans ce but, la première qui consiste à se tourner vers des machines polyphasées, et la seconde qui adapte les courants d'alimentation des machines triphasées.

Nous terminerons ce chapitre en présentant des solutions innovantes qui reposent sur l'utilisation des harmoniques de FEM et la modification des formes d'ondes des courants d'alimentation. Nous verrons alors qu'il est possible de se tourner vers des designs où l'électronique de puissance et la partie électromagnétique sont rassemblées au sein d'une même structure, le but étant d'avoir des systèmes compacts et par conséquent des puissances massiques plus importantes que les systèmes actuels quand la machine nécessite l'alimentation par un variateur de vitesse.

1. Principe de la commutation électronique

La commutation électronique désigne le fait que des interrupteurs d'électronique de puissance sont utilisés pour faire évoluer dans le temps les séquences de fonctionnement d'une machine. Il diffère du contact mécanique balai/collecteur utilisé classiquement dans le cadre des machines à courant continu. L'objectif de ces deux modes d'alimentations est d'obtenir deux flux (induit et inducteur ou stator et rotor) en quadrature dans le but de maximiser le couple.

En effet, en reprenant l'expression [2.1] de la force de Laplace, on obtient la norme la plus élevée quand le produit vectoriel, entre la direction du courant et l'induction est le plus grand, ce qui correspond alors à des flux orthogonaux.

Nous décrirons donc le fonctionnement des machines à courant continu avant de montrer comment il est possible de remplacer le contact mécanique par une commutation électronique.

1.1. La machine à courant continu

Les machines à courant continu sont réalisées à partir d'une partie fixe, l'inducteur et d'une partie mobile l'induit.

L'inducteur génère un champ fixe comme présenté Figure 4.1 et ce champ est obtenu à partir d'aimants permanents ou d'électroaimants alimentés par des courants continus ou quelque fois par la combinaison des deux.

L'induit est réalisé à partir d'enroulements reliés à un collecteur. L'inversion du sens des courants parcourant les encoches, qui est effectuée par la rotation, permet de conserver un champ ayant une direction figée vue par l'inducteur comme décrit Figure 4.2.

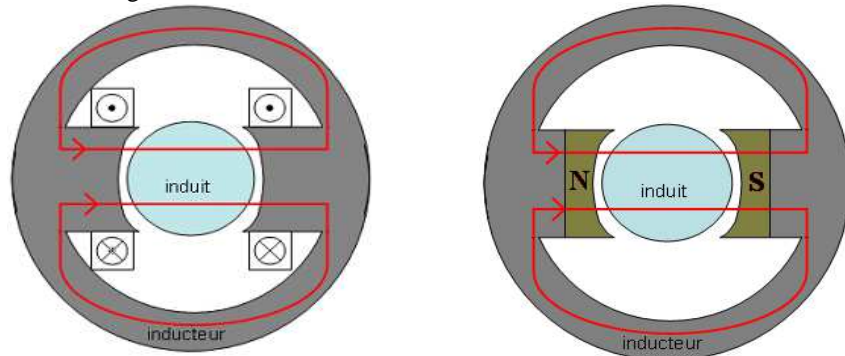


Figure 4.1 Schéma de l'inducteur et des lignes de champs, avec électroaimants (à gauche) et aimants (à droite)

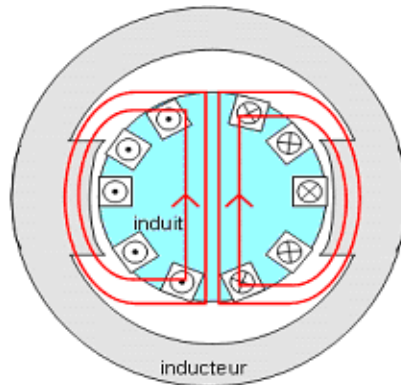


Figure 4.2 Schéma de l'induit et des lignes de champs

Le bobinage de l'induit est réalisé de manière à avoir tous les enroulements en série et entre chacun une connexion est réalisée au collecteur par les balais. De cette manière quand l'une des lames du collecteur est alimentée, le courant se sépare entre les 2 enroulements connectés à ce collecteur.

L'alimentation de l'induit se fait par l'intermédiaire de balais en carbone qui viennent frotter sur le collecteur, d'où la nécessité d'un contact mécanique entre les parties fixes et les parties mobiles pour réaliser l'alimentation. Une illustration des connexions entre les enroulements du bobinage et de la distribution des courants est donnée Figure 4.3 pour une machine 2 pôles avec 2 encoches par pôle et un pas de raccourcissement d'une encoche.

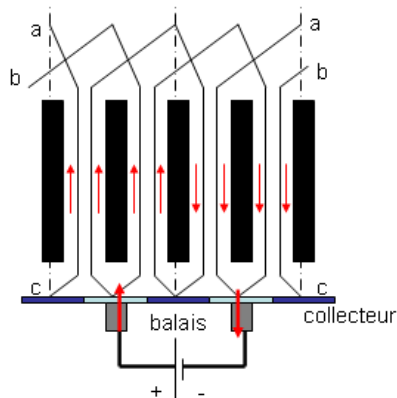


Figure 4.3 Bobinage et alimentation de l'induit

Des « astuces », au niveau de la réalisation de la machine, peuvent être utilisées dans le but d'améliorer leur fonctionnement.

Par exemple, il est généralement utile d'utiliser un nombre d'encoches par pôle d'induit de 5 ou 7 pour minimiser les impacts des commutations sur les ondulations de couple et il est coutume d'utiliser des pôles supplémentaires.

Ces pôles ont globalement deux fonctions, comme expliqué dans ce qui suit.

- Les pôles d'aide à la commutation : ce sont des pôles supplémentaires qui permettent d'améliorer la commutation, le but étant de limiter l'énergie (arc électrique) qui doit être dissipée à la fin de la commutation. Ces pôles sont placés sur la partie fixe, entre deux pôles inducteurs, à l'endroit où sur l'induit le courant dans les enroulements s'inverse. Leur rôle est de compenser les effets inductifs pour améliorer le passage du courant d'une valeur négative à une valeur positive. On peut voir sur l'allure du courant donnée Figure 4.4 l'impact de ces pôles sur la commutation au moment où le courant dans l'enroulement s'inverse.

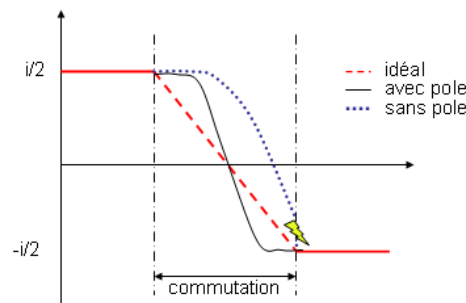


Figure 4.4 Influence du pôle d'aide à la commutation sur le courant dans l'enroulement d'induit

Un bon réglage de la position du pôle est néanmoins nécessaire pour que la commutation se passe sans arc.

- Les pôles de compensation de la réaction d'induit : le niveau d'induction dans les parties ferromagnétiques de l'inducteur varie et cela est notamment dû à la présence du champ de l'induit, ce qui déforme les lignes de champ comme décrit Figure 4.5. Pour avoir des lignes de champ rectilignes, on ajoute au niveau de l'alésage de l'inducteur des encoches parcourues par des enroulements identiques aux enroulements de l'induit, autrement dit ayant les mêmes Ampères-tours que les pôles de l'induit.

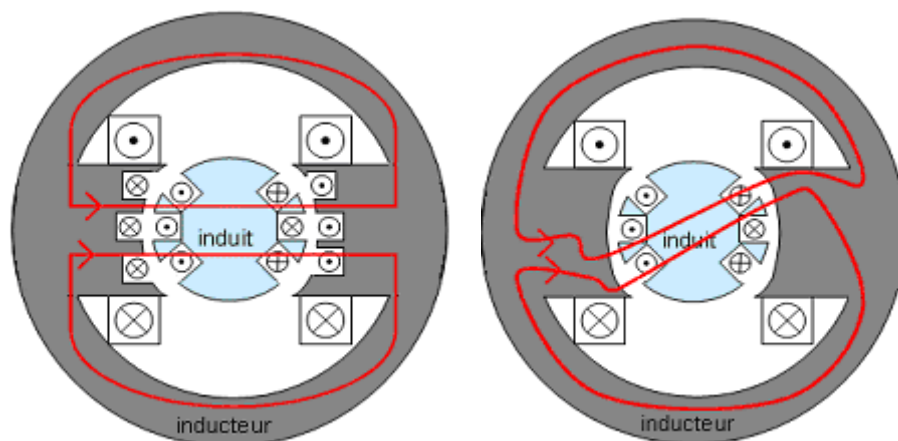


Figure 4.5 Impact de la réaction d'induit sur les lignes de champ, avec pôles de compensation de réaction d'induit (à gauche), sans (à droite)

D'ailleurs, en général, on garde des enroulements ayant le même nombre de tour que les enroulements de l'induit et on place en série avec l'induit les pôles auxiliaires (commutation et réaction d'induit) pour qu'ils soient parcourus par le même courant et ne nécessitent pas de source supplémentaire.

La localisation de ces pôles est indiquée Figure 4.6.



Figure 4.6 Photos d'une machine à courant continu (insertion de l'induit)

L'un des moyens mis en œuvre pour alimenter une machine à courant continu est donné Figure 4.7 : il nécessite l'utilisation de deux sources indépendantes. Ce montage est couramment appelé machine à courant continu à excitation séparée.

D'autres montages existent, il est également possible de placer en série l'induit et l'inducteur ou d'avoir d'autre montages (excitation série, shunt ou compound) [D3555].

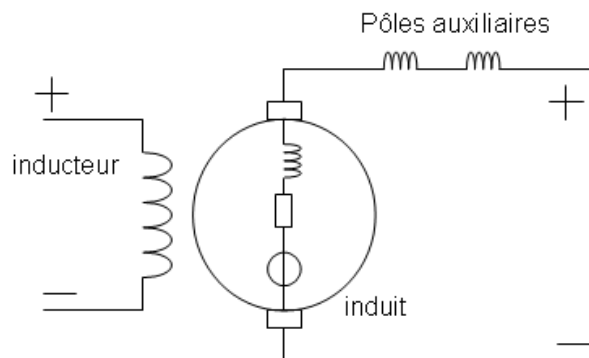


Figure 4.7 Alimentations indépendantes des machines à courant continu

Le contact mécanique entre le balai et le collecteur, et le choix du transport en courant alternatif, a conduit petit à petit à réduire l'utilisation des machines à courant continu pour les applications de fortes puissances, la technologie reste utilisée pour certaines applications comme des actionneurs dans l'automobile. Néanmoins, la densité de couple élevée de ces machines a initié l'étude de solutions à commutation électronique.

1.2. La commutation électronique remplace le contact Balai/Collecteur

Dans une machine à courant continu la commutation des courants est effectuée grâce à la rotation et au passage du balai d'un collecteur au collecteur suivant. Le frottement entre les 2 parties conduit à l'usure des balais qui doivent être remplacés périodiquement. Pour que le contact soit bien réalisé, même quand les balais sont usés, on applique généralement une force sur les balais (ressort qui pousse sur les balais) qui permet d'augmenter le temps entre 2 opérations de maintenance. Le réglage des pôles d'aide à la commutation n'est pas une chose facile à réaliser, il est donc difficile de garantir que les commutations se passent sans arc électrique. La présence d'arc peut également limiter les applications de ce type de machine (par exemple pas d'utilisation en présence de gaz inflammable). D'autres inconvénients comme le bruit (dû aux frottements) et la présence de poussière (à cause de l'usure des balais) limitent les applications de ce type de machine.

Le but de la commutation électronique est d'éviter les arcs et les contacts mécaniques. Pour cela, le passage d'un collecteur au suivant va être remplacé par la conduction d'un interrupteur électronique de puissance à un autre qui va permettre d'inverser le sens du courant dans une partie des enroulements.

Pour effectuer cette opération il n'est plus nécessaire d'utiliser la rotation mais des circuits de commande séquencés en fonction de la position du rotor. Il est alors plus facile d'utiliser les interrupteurs pour alimenter la partie fixe et de réaliser un champ tournant au lieu d'un champ fixe dans l'induit (qui devient le stator).

Il faut néanmoins réaliser un autre champ. Ce champ doit être un champ « fixe » placé sur une partie mobile. Il peut alors être réalisé à partir d'aimants ou d'enroulements. On retrouve alors une machine proche des machines synchrones décrites au chapitre 2, la différence provenant de la forme d'onde des courants d'alimentation.

Le bobinage du stator de la machine peut alors être réalisé comme celui des enroulements de l'induit. Et dans ce cas, il suffit d'actionner un interrupteur par pôle de la machine pour réaliser l'alimentation. En partant de la Figure 4.3 et en remplaçant les collecteurs par des interrupteurs on obtient le schéma de bobinage du stator qui est donnée Figure 4.8.

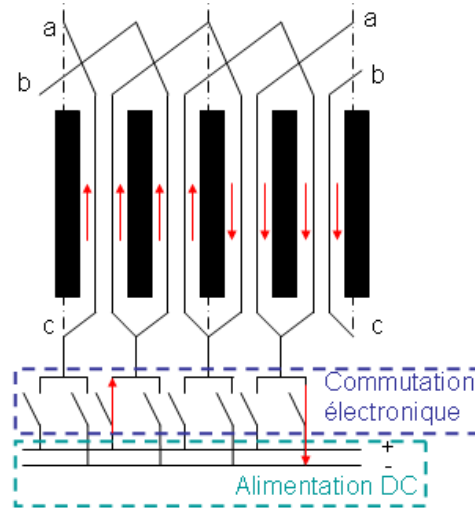


Figure 4.8 Bobinage du stator d'une machine 2 pôles à commutation électronique

Au moment des commutations, l'inductance des enroulements va impacter le temps nécessaire à la variation de courant, ce phénomène sera contraignant.

1.3. Contraintes des commutations : les ondulations de couple

Dans les 2 cas (mécanique ou électronique) la commutation consiste en l'inversion du courant dans l'un des enroulements, plusieurs commutations simultanées peuvent également être nécessaires. Pendant la commutation, il y a des enroulements qui sont court-circuités comme on peut le voir Figure 4.9.

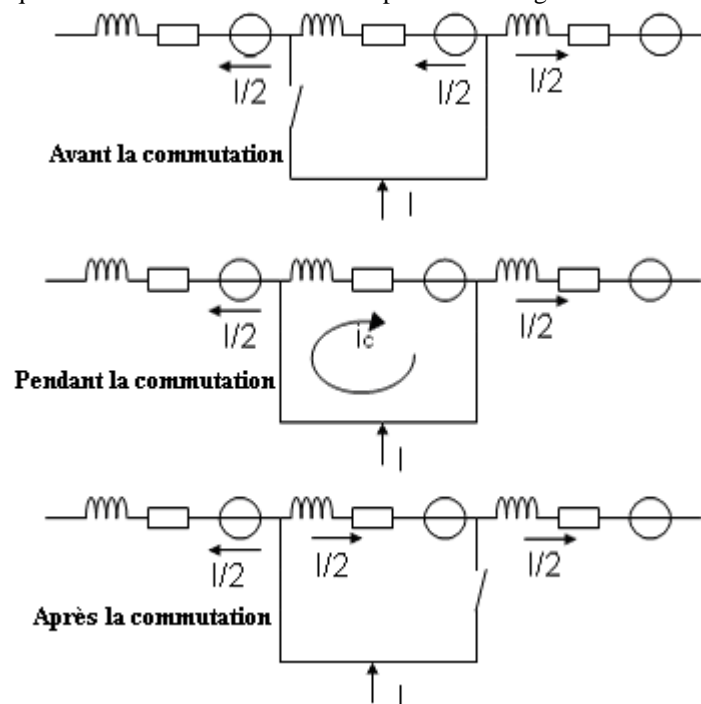


Figure 4.9 Description de la commutation

La commutation est un phénomène qui introduit des perturbations dans le système. En effet, elle induit des ondulations de couple du fait que l'inversion du courant ne se fait pas de manière instantanée.

La fréquence de ces ondulations dépendra du nombre d'encoches par pôle.

Quand celui-ci est impair, la commutation d'un enroulement est réalisée pour chaque séquence de commutation. Dans le cas d'un nombre pair, deux enroulements verront leurs courants s'inverser simultanément ce qui augmentera l'impact sur le couple de la machine.

Il est possible de changer l'instant de la commutation pour que l'impact soit moindre sur le couple au moment des commutations comme abordé dans [Mul04].

La précision de la détermination de l'instant de passage de la FEM d'une valeur positive à une valeur négative est nécessaire pour savoir à quel moment il faut lancer le processus de commutation.

L'utilisation de la commutation électronique devient intéressante quand des formes d'ondes trapézoïdales de FEM sont rencontrées dans le but d'augmenter la densité de couple. Des solutions reposant sur ce mode de commutation vont être abordées en commençant par la machine « brushless DC ».

2. Machine sans balais à FEMs trapézoïdales (Brushless DC)

En partant du principe de base du fonctionnement des machines à courant continu énoncé précédemment une topologie de machine a vu le jour à la fin des années 90, il s'agit de la machine couramment dénommée « Brushless DC ».

L'obtention de formes d'ondes constantes sur une période électrique est difficile. En revanche il est plus facile d'obtenir des formes d'ondes constantes sur 2/3 de cette période, le principe des machines BLDC repose sur cet aspect. Comme dans ce cas seulement 2 des 3 phases voient simultanément des FEMs constantes, on alimente uniquement ces 2 phases.

La connexion en étoile des enroulements permet de faciliter ce mode d'alimentation.

2.1. Principe

Cette machine est une machine triphasée à aimants permanents qui possède donc de manière idéale des forces électromotrices dites trapézoïdales.

Des courants en créneaux de 120° sont alors utilisés pour alimenter ce type de machine, ce type d'alimentation conduit donc à avoir en permanence un courant nul dans une des phases de la machine (celle pour laquelle la FEM n'est pas constante).

Sur une période électrique on retrouve ainsi 6 séquences de fonctionnement qui sont décrites Figure 4.10.

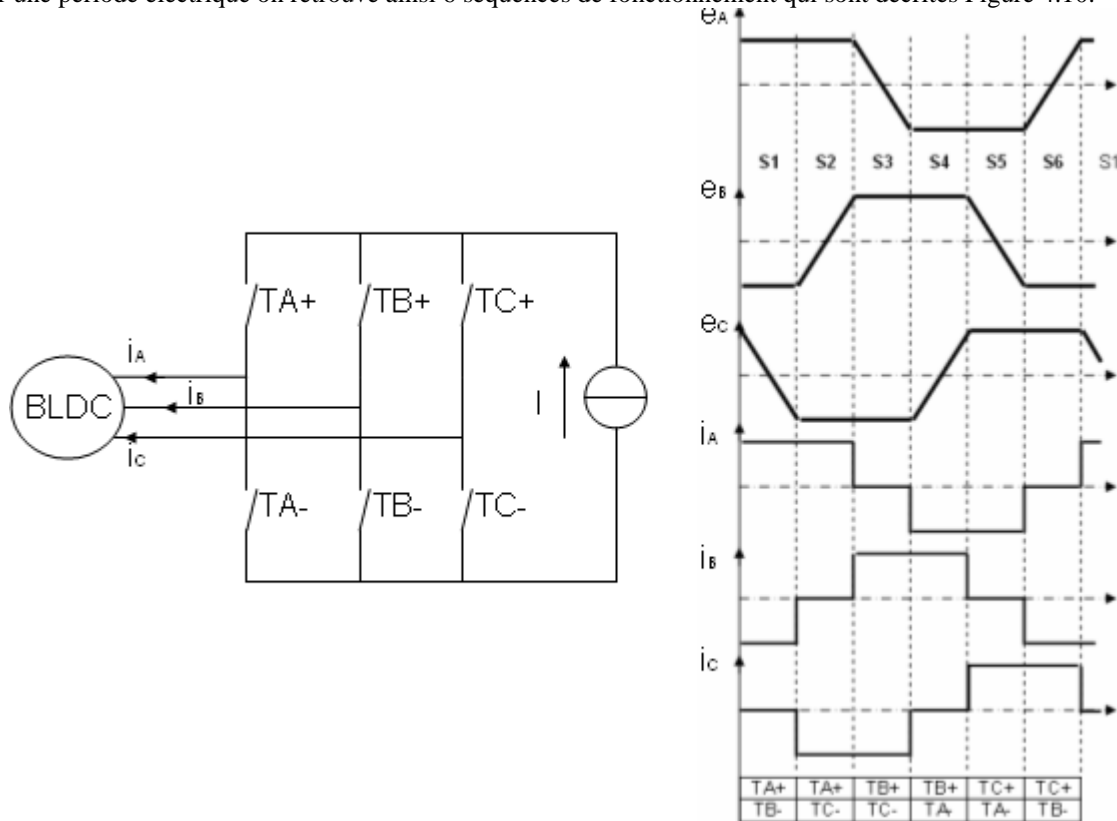


Figure 4.10 Séquences de fonctionnement et formes d'ondes de la BLDC

Dans le but d'obtenir une force électromotrice entre phase et neutre constante sur 120° électrique, il est possible de jouer sur plusieurs paramètres tels que : le bobinage statorique, le nombre d'encoches par pôle, la modification de l'ouverture d'encoche, l'utilisation de cales magnétiques, la modification de la largeur polaire ou la direction d'aimantation des aimants.

Par exemple, il est possible d'augmenter le contenu harmonique des formes d'ondes de la FEM en gardant un nombre unitaire d'encoches par pôle et par phase. Ce principe conduit également à avoir un coefficient de bobinage unitaire, ce qui est intéressant pour la densité de couple.

Ce choix, en revanche, conduit à avoir un couple de détente ayant une amplitude importante, il est alors possible d'utiliser les moyens cités au chapitre 1 pour limiter la valeur de ce couple.

Comme le souligne [Jah96] il est également possible de modifier les formes d'ondes de la FEM en optimisant la forme des aimants et leur direction d'aimantation. L'impact de l'aimantation a été donné au chapitre 1.

Le fait qu'uniquement 2 phases soient utilisées simultanément, pendant que la troisième ne voit pas de courant, peut induire des adaptations de la modélisation de la machine. Ces modifications vont maintenant être présentées.

2.2. Modélisation

La modélisation de la machine à FEM trapézoïdales est proche de celle proposée au chapitre 2 pour les machines synchrones à aimants (ayant des formes d'ondes sinusoïdales), l'expression de l'induction dans l'entrefer étant toujours la même. Par contre, la modélisation est différente au niveau de l'expression de la FEM et du couple.

Pour ce type de machine, il est nécessaire de déterminer la valeur maximale de la FEM qui peut être obtenue à partir de l'expression [4.1].

$$E_{\max} = B_{\max} \cdot L \cdot R \cdot \Omega \cdot N_{sp} \quad [4.1]$$

Il n'y a plus dans ce cas de facteur de correction, qui est présent uniquement pour tenir compte de la relation entre la valeur max de l'induction et la valeur max du signal sinusoïdal (premier harmonique).

L'expression des pertes par effet Joule reste inchangée. En revanche, étant donné que l'expression entre la valeur maximale du courant et la valeur efficace [4.2] est différente, il est fréquent de retrouver, pour ce type de machine, l'expression [4.3] pour le calcul des pertes par effet Joule.

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{\max} \quad [4.2]$$

$$P_J = 2 \cdot R_s \cdot I_{\max}^2 = 3 \cdot R_s \cdot I_{eff}^2 \quad [4.3]$$

où la valeur maximale du courant a alors plus d'intérêt que la valeur efficace.

Cette même remarque vaut aussi pour le couple de la machine qui vérifie toujours l'expression [2.86] mais qui peut être ramené à l'expression [4.4] du fait que seules 2 phases conduisent simultanément.

$$C = \frac{2 \cdot E_{\max} I_{\max}}{\Omega} \quad [4.4]$$

L'alimentation des machines « brushless DC » étant réalisée par des créneaux de courant elle sera différente de celles abordées au cours des chapitres 2 et 3 où des courants sinusoïdaux étaient rencontrés. Le prochain paragraphe présente les solutions pouvant être rencontrées.

2.3. Alimentation

Pour alimenter ce type de machine, il est possible d'utiliser soit un convertisseur de courant utilisant des thyristors, soit des convertisseurs de tension utilisant des transistors.

Dans le cas d'une alimentation en courant, on se retrouve dans la configuration de la Figure 4.11.

La source de courant peut alors être réalisée par un pont de thyristors couplé au réseau, mais une inductance de lissage est toutefois nécessaire entre le pont réseau et le pont machine pour ne pas connecter directement deux sources de tension (réseau et machine).

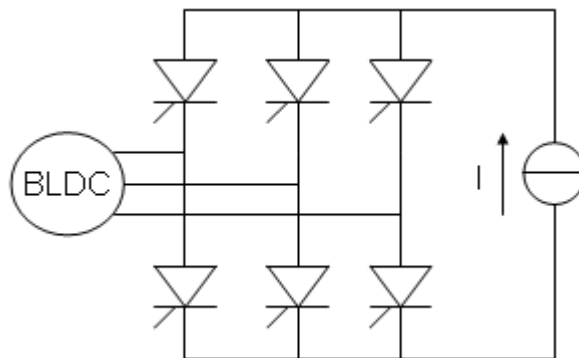


Figure 4.11 Alimentation source de courant et thyristors

Cette technologie est principalement rencontrée pour des applications de fortes puissances. Dans la mesure où les solutions utilisant des transistors commencent seulement à émerger pour des puissances supérieures à 100 MW, car les composants sont coûteux.

On a alors, dans cette configuration, le couple qui est imposé par le niveau de courant du bus DC et la vitesse qui est imposée par la fréquence de commutation des différents interrupteurs.

L'utilisation des convertisseurs à thyristors nécessite d'avoir le courant en avance sur la tension, ils ne permettent donc pas de garder la tension induite en quadrature avec le courant et il n'est pas possible (à l'inverse des machines à courant continu) de se trouver en présence du couple maximum [Mul06].

Dans ces conditions où il n'est pas possible d'avoir les FEMs et les courants en phases, le recours à des formes d'ondes trapézoïdales ne permet pas d'avoir un couple constant.

Il est possible également d'utiliser les thyristors pour une machine avec des FEMs sinusoïdales. Dans ces conditions, l'impact de l'angle d'amorçage (qui est supposé égal à l'angle entre le courant et la FEM pour cette configuration) est donné Figure 4.12 (courbe théorique). Le couple de référence est le couple moyen qui serait obtenu avec un angle d'amorçage de 0° .

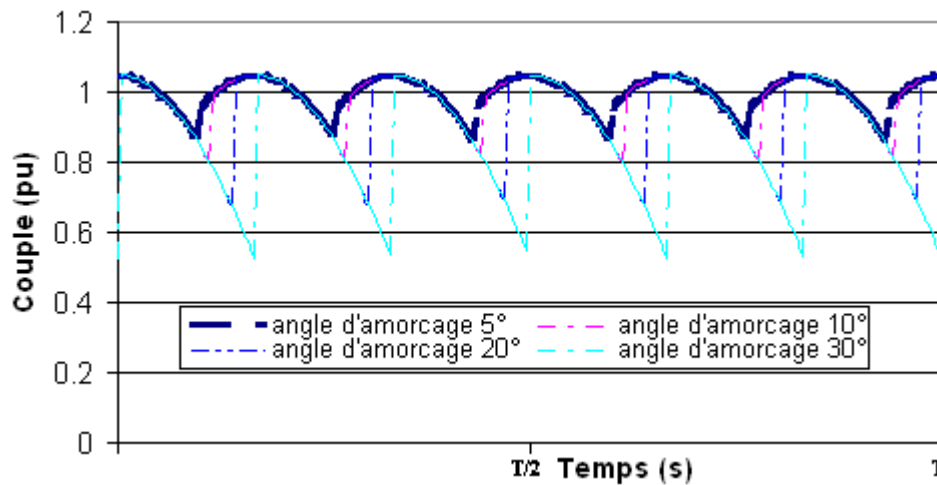


Figure 4.12 Impact de l'angle d'amorçage des thyristors sur le couple en présence de FEMs sinusoïdales et de créneaux de courants de 120°

On observe que, plus l'angle sera grand, plus les ondulations de couple seront importantes. Dans le cas de l'utilisation de transistors on se retrouve dans la configuration de la Figure 4.13.

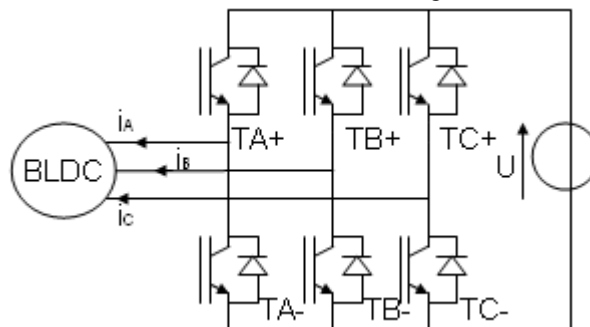


Figure 4.13 Alimentation en tension et utilisation de transistors

L'utilisation des transistors peut se faire de deux manières différentes. La première est de les utiliser en pleine onde, la commande étant alors identique à celle des convertisseurs en courant. En revanche, la forme du courant sera dépendante du temps de montée (autrement dit de l'inductance). La seconde manière consiste à utiliser des convertisseurs alimentée par MLI.

Dans le cas de l'alimentation pleine onde, les formes des courants et du couple sont données Figure 4.14.

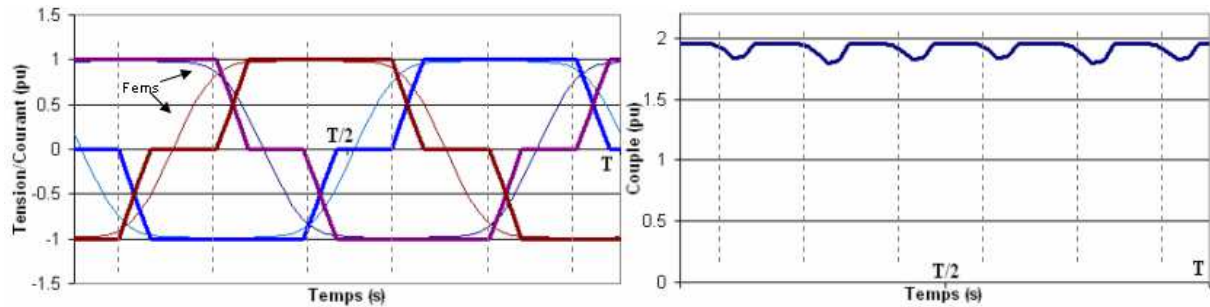


Figure 4.14 Formes d'ondes des courants et du couple avec un temps de commutation⁸ long

On observe des ondulations de couple sur le couple obtenu, il est néanmoins possible de réduire ces ondulations en effectuant un chevauchement des commutations.

L'autre solution est d'utiliser des signaux de type MLI. L'inductance va alors limiter les variations de courant et donc conduire à des ondulations de couple.

Néanmoins, un autre paramètre peut également modifier la dynamique de la commutation des courants, il s'agit de la valeur de la tension de bus. L'expression [4.5] montre qu'il est possible d'améliorer le temps de réponse en augmentant la différence entre la tension et la FEM : dans le cas d'une alimentation MLI, la tension varie entre deux seuils de tensions ($U_{DC}/2$ et $-U_{DC}/2$ pour un convertisseur 2 niveaux et $U_{DC}/2$ et 0 pour un convertisseur 3 niveaux). Cette solution présente l'avantage d'améliorer les commutations.

$$\frac{di}{dt} = \frac{v(t) - e(t)}{L} \quad [4.5]$$

Cette solution est en revanche contraignante pour le bobinage des machines, car une tension de bus élevée augmente les contraintes sur l'isolation et conduit à utiliser les variateurs à de faible taux de modulation.

L'alimentation de la machine nécessite l'identification de la séquence de fonctionnement, parmi les 6 exposées. Pour cela il est possible d'avoir recours à un dispositif simple pour contrôler la machine dans de bonnes conditions.

2.4. Contrôle

La commande de cette machine nécessite la connaissance de la position du rotor. Etant donné que la modification de l'alimentation n'intervient que 6 fois sur une période de fonctionnement il est alors possible d'utiliser 3 capteurs à effets Hall comme décrit Figure 4.15 qui permettent de déterminer précisément les instants où il y a un changement de séquence de fonctionnement.

Ces capteurs ne permettent pas de faire du positionnement mais permettent de savoir en permanence dans quelle séquence de fonctionnement se trouve le système même quand la machine est à l'arrêt comme le montre la Table 4.1. On retrouve une précision comparable à celle obtenue avec un système balais/collecteur.

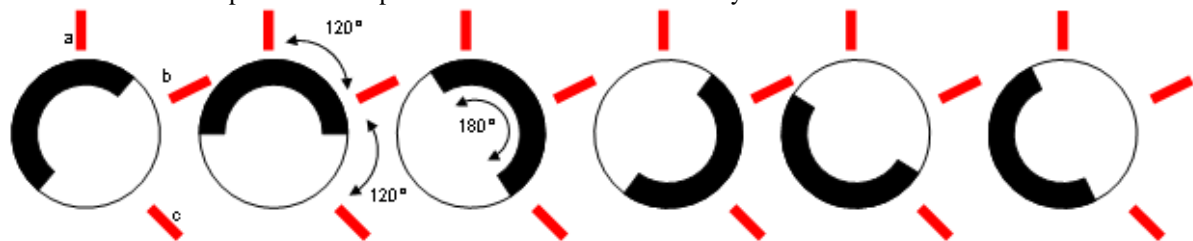


Figure 4.15 Schéma du positionnement des capteurs à effet Hall

Pour que le changement de séquence soit connu précisément, il faut que les capteurs soient placés de manière précise.

Les avantages de ce mode de détermination de la position sont nombreux : coûts, simplicité, robustesse.

Néanmoins, il est également possible d'utiliser d'autres principes pour la détermination de la position, comme dans les autres types de machines, tels que les codeurs ou estimateurs de flux.

⁸ Les débuts de commutations sont marqués par des traits pointillés. Les fems sont celles de la Figure 4.16.

Table 4.1 Séquences et valeurs des capteurs

	a	b	c
S1	1	0	0
S2	1	1	0
S3	1	1	1
S4	0	1	1
S5	0	0	1
S6	0	0	0

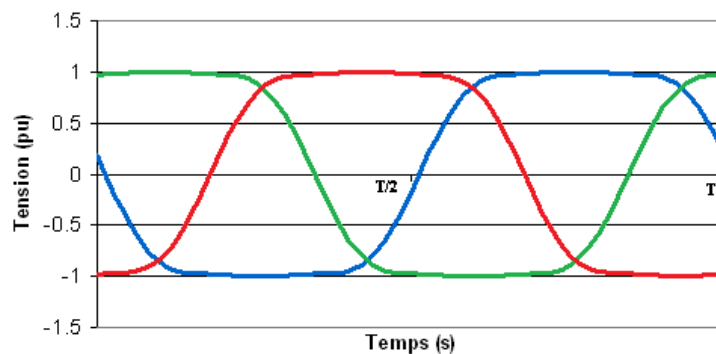
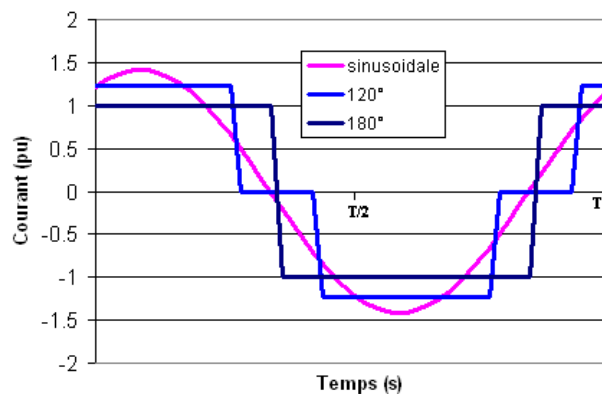
Les machines à FEMs trapézoïdales sont très répandues dans les systèmes de faibles puissances (robotique, aéronautique, moteur roue). En revanche, elles sont peu rencontrées dans les domaines des plus fortes puissances.

Les avantages de ce type de machine sont nombreux et on notera principalement la simplicité de la réalisation du contrôle, l'utilisation d'un système peu coûteux pour la détermination de la position et un gain sur la puissance massique.

Les principaux inconvénients de la machine BLDC sont les ondulations de couple mais aussi le fait que l'on utilise en permanence seulement deux tiers de la machine puisqu'il y a toujours une phase non utilisée.

La simplicité de cette technologie lui a permis de se développer dans des applications à faible couple et également dans l'aéronautique où la présence de fréquences élevées limite l'utilisation des régulateurs à MLI. Des solutions avec des bobinages concentriques sont également possibles même si dans cette configuration il est plus difficile d'avoir des contenus harmoniques intéressants pour les FEMs.

Pour une même machine (FEMs données Figure 4.16 et obtenues par les éléments finis), avec des formes d'ondes quasi trapézoïdales, le changement d'alimentation (utilisation des courants de la Figure 4.17) a pour impact une augmentation des ondulations de couple comme on peut le voir Figure 4.18 (le couple n'est pas obtenu par éléments finis) et peut nécessiter une modification des connexions (pour le cas 180° au moins, les enroulements ne peuvent pas être connectés en étoile car la somme des courants n'est plus nulle).

**Figure 4.16 Formes d'onde des FEMs****Figure 4.17 Courants en conservant la même valeur efficace (1pu)**

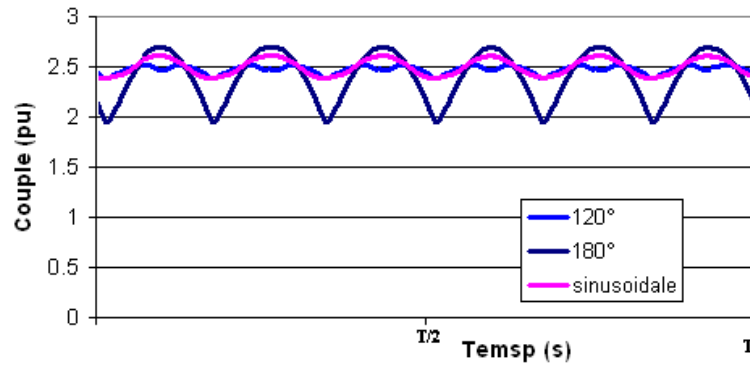


Figure 4.18 Comparaison des couples en fonction de l'alimentation

Même si les formes d'ondes de FEMs sont quasiment constantes sur 120° électrique, l'alimentation de cette machine par des courants sinusoïdaux ne conduit pas à d'importantes ondulations de couple en comparaison avec le cas d'une alimentation par des courants de type 120° .

Nous remarquons que l'alimentation des 3 phases de la machine par des créneaux de courant ne permettra pas d'avoir des comportements intéressants : trop d'ondulations de couple et un couple moyen plus faible que pour les autres configurations.

Nous allons, dans le paragraphe suivant, présenter les moyens qui peuvent être mis en place pour rendre l'utilisation de ce type d'alimentation intéressant et pour obtenir par la suite un gain sur la densité de couple.

3. Alimentations optimisées

Pour améliorer les performances de la machine, l'idéal serait de se retrouver avec des formes d'ondes parfaitement rectangulaires : créneaux de 180° pour le courant et la force électromotrice et ainsi alimenter de la sorte les 3 phases de la machine.

L'alimentation de la machine par des créneaux de courant de 180° rend impossible l'utilisation d'enroulements connectés en étoile, il faut alors se tourner vers d'autres circuits.

Deux solutions peuvent alors être proposées. La première consiste à utiliser une connexion en polygone. Dans le cas d'une machine triphasée on se retrouve avec un couplage de type triangle. La seconde solution consiste à alimenter indépendamment les enroulements entre lesquelles il n'y a pas de couplage électrique. L'inconvénient, dans ce cas est que le nombre d'éléments nécessaires à l'alimentation est doublé.

Pour une machine fonctionnant sur ce principe, il est possible d'avoir un gain sur la densité de couple allant jusque 41%, ceci en comparaison avec une solution classique avec des formes d'ondes sinusoïdales (à pertes équivalentes) comme cela a été mentionné au chapitre 1.

En conservant un bobinage avec une encoche par pôle et par phase, il est alors possible d'obtenir les formes d'ondes les plus proches des créneaux souhaités. Cela conduit aussi à avoir un coefficient de bobinage unitaire.

Néanmoins, l'obtention de formes d'ondes rectangulaires n'est pas possible pour une technologie où les aimants sont montés en surface à cause des fuites inter aimants. La forme de la FEM pour une machine triphasée, quand l'épanouissement des aimants est égal à l'arc polaire est donnée Figure 4.19.

L'impossibilité d'obtention de forme rectangulaire conduit également pour ce type de machine à la création d'ondulations de couple.

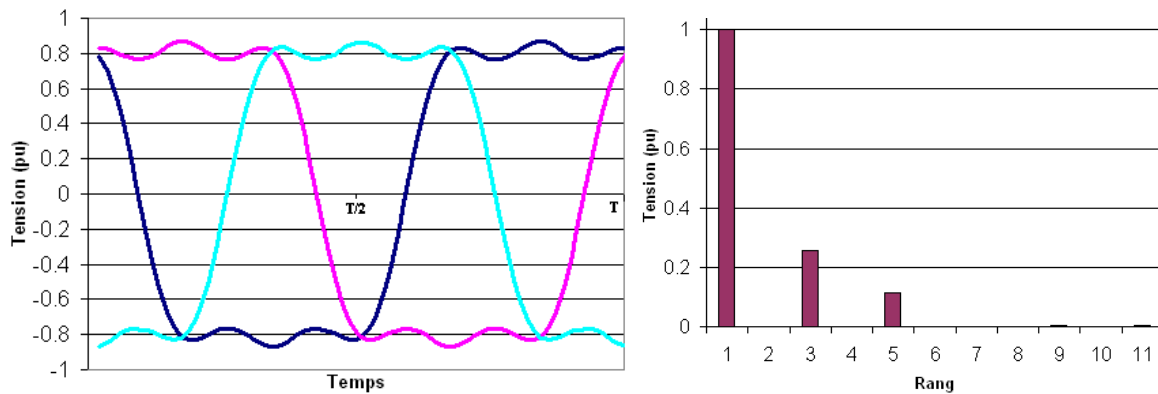


Figure 4.19 FEM (éléments finis) et FFT lorsque l'épanouissement des aimants est égal au pas polaire

Néanmoins, si l'on reprend l'expression [2.93] du couple, on remarque que les interactions entre les différents rangs harmoniques des FEMs et des courants peuvent conduire à la production de couple. Il est donc possible d'utiliser ces harmoniques dans le but d'augmenter la densité de couple de ce type de machine.

L'impact de l'épanouissement des aimants sur les harmoniques de FEM (pour une forme en créneau comme celle de la Figure 4.20) peut être obtenu à partir de l'expression [4.6] qui correspond aux coefficients de Fourier pour un signal en créneaux.

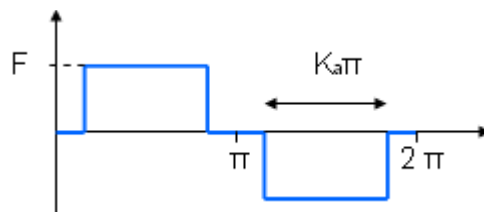


Figure 4.20 Forme d'onde de FEM en créneaux

$$F_h = \frac{4}{\pi h} F \cdot \sin\left(\frac{h p K_a \pi}{2}\right) [4.6]$$

On constate que l'amplitude des rangs harmoniques de la FEM va dépendre de l'épanouissement des aimants comme le montre la Figure 4.21.

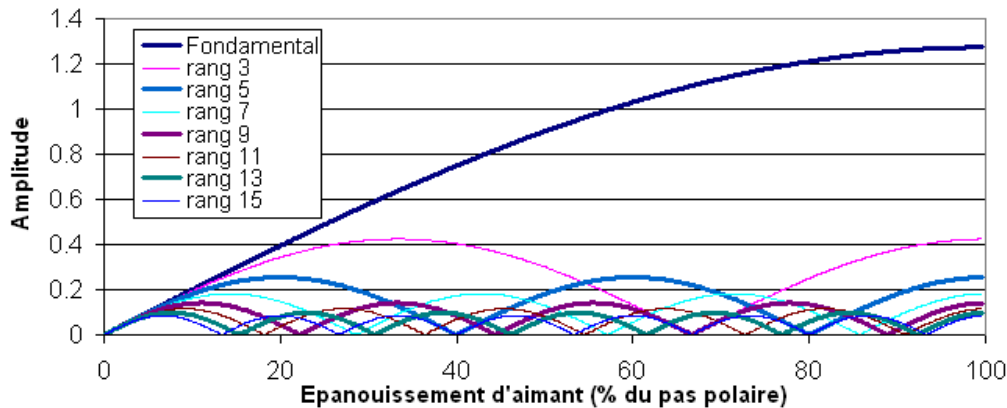


Figure 4.21 Amplitude des harmoniques en fonction de l'épanouissement de l'aimant

Remarque : dans le cas d'une machine triphasée dont les enroulements sont connectés en étoile, il est intéressant d'avoir des aimants sur 80% de l'arc polaire ; dans ce cas, pour les rangs 3 et 5, l'amplitude est nulle. Le premier harmonique pouvant être présent est alors celui de rang 7. Une autre stratégie serait de choisir la valeur de 83% afin de minimiser les rangs 5 et 7 et afin de ce fait, de limiter les harmoniques de couple de rang 6 en cas d'alimentation par des courants sinusoïdaux.

Si on alimente la machine ayant les FEMs de la Figure 4.19 par des courants en créneaux de 180 degrés électriques on obtient le couple de la Figure 4.22. Ce couple est également comparé à ceux obtenus avec les autres types d'alimentations.

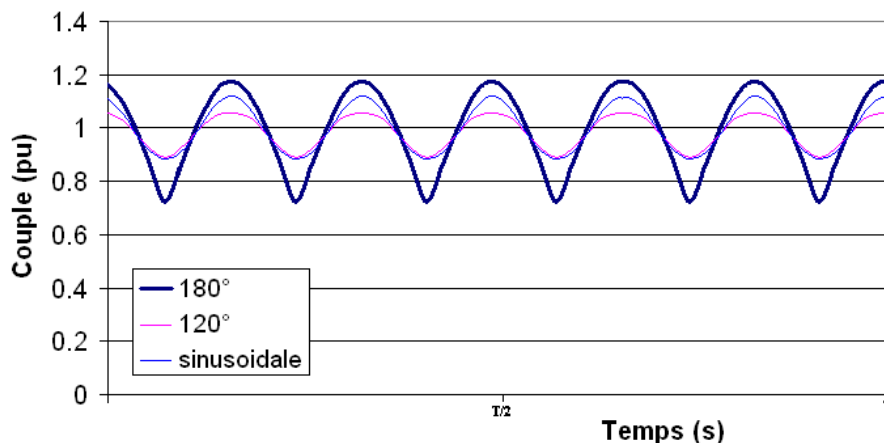


Figure 4.22 Formes du couple en fonctions des courants d'alimentation

On observe des ondulations de couple importantes sur ces formes d'ondes (40% du couple moyen) et ces ondulations sont problématiques dans la plupart des applications et plus spécifiquement pour des machines de fortes puissances.

Pour atténuer les ondulations de couple qui seront rencontrées, deux solutions sont proposées ici :

La première consiste à augmenter le nombre de phases de la machine.

La deuxième consiste en l'adaptation des formes des courants, cette solution sera possible dans le cas d'une alimentation par convertisseurs de tension (sauf pour le cas d'une alimentation de type pleine onde).

On observe néanmoins que la forme des courants n'a que peu d'influence sur la valeur moyenne du couple obtenu (le couple moyen est légèrement plus faible dans le cas d'un courant en créneau de 120°)

3.1. Augmentation du nombre de phases

Si l'on conserve une encoche par pôle et par phase, l'augmentation du nombre de phases aura pour effet d'augmenter le nombre d'encoches par pôle ce qui permet, comme pour la machine à courant continu, de limiter l'impact des commutations qui devront être plus nombreuses.

Si l'épanouissement polaire est conservé l'augmentation du nombre de phases conduit également à rétrécir la largeur des encoches et l'amplitude du couple de détente sera réduit (sa fréquence est alors augmentée).

Du point de vue des formes des FEMs, on observe Figure 4.23 que le fait d'avoir un nombre d'encoches par pôle plus grand permet d'obtenir des contenus harmoniques plus importants pour tous les rangs.

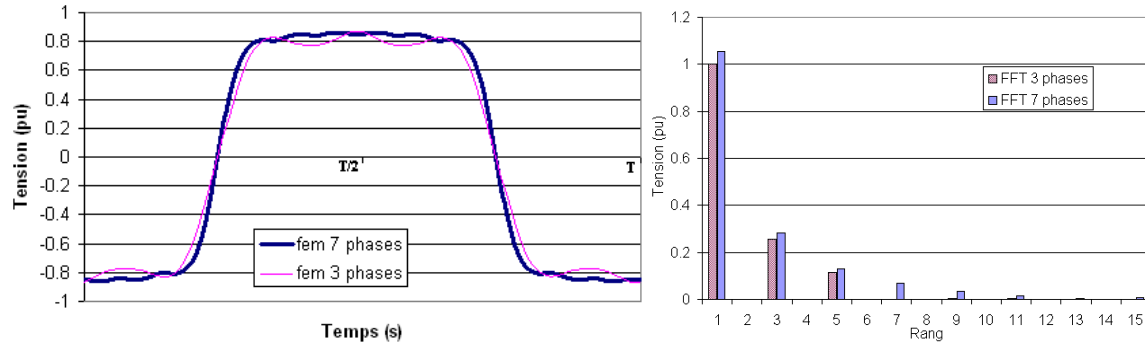


Figure 4.23 Comparaison des FEMs (éléments finis): cas 7 phases et 3 phases

Avec les formes obtenues dans le cas précédent où sept phases sont utilisées, les couples résultant de l'utilisation de courants sinusoïdaux ou de créneaux de 180° sont donnés Figure 4.24, les créneaux de 120° n'ayant plus d'intérêt dans ce cas. Les résultats sont obtenus à partir d'expression analytique et non à partir d'une simulation par éléments finis.

En revanche, il pourrait éventuellement être intéressant d'avoir un fonctionnement basé sur le principe de celui des machines triphasées alimentées en courant de 120°, c'est-à-dire n'alimenter qu'une partie des phases, soient (m-1) phases. Dans le cas d'un nombre impair de phases, les largeurs des créneaux de courant utilisés vont tendre vers 180°, et si l'objectif est d'avoir une machine ayant une forte densité de couple, cela conduira toujours à un couple plus faible qu'avec une configuration ayant des créneaux de 180° électriques.

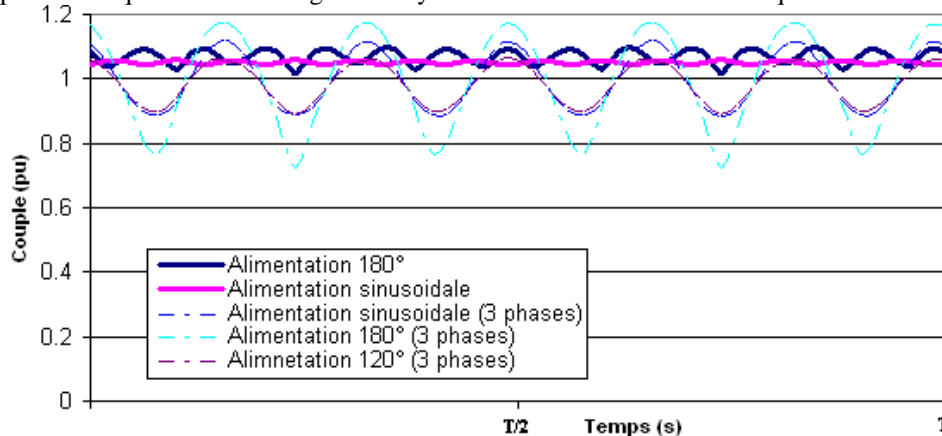


Figure 4.24 Comparaison des couples en fonction de l'alimentation pour la FEM de la Figure 4.23

La comparaison des cas rencontrés dans ce paragraphe (les couples sont obtenus en respectant l'expression [4.7] est donnée Table 4.2.

$$I_3 = \frac{7}{3} I_7 \quad [4.7]$$

Table 4.2 Comparaison des couples obtenus

Nombre de phases	Forme des courants	Couple (pu)	Ondulations de couple (%)
3	Sinusoïdales	1	23.1
3	Créneaux 120°	0.986	17.4
3	Créneaux 180°	1	44.8
7	Sinusoïdales	1.05	1.4
7	Créneaux 180°	1.07	7.3

On observe que l'alimentation d'une machine possédant des FEMs non sinusoïdales par des créneaux de courant de 180° n'est pas forcément la meilleure solution. Cette solution propose la densité de couple la plus élevée mais les ondulations de couple dans ce cas sont les plus importantes.

L'alimentation des machines ayant des harmoniques de FEMs, par des courants sinusoïdaux, reste intéressante car le couple résultant est proche de celui obtenu avec des créneaux ; les ondulations de couple sont également plus faibles.

Le changement de phases a en revanche permis de réduire les ondulations de couple.

L'évolution des ondulations de couple en fonction du nombre de phases pour une alimentation avec des créneaux de courants de 180° est donnée Figure 4.25.

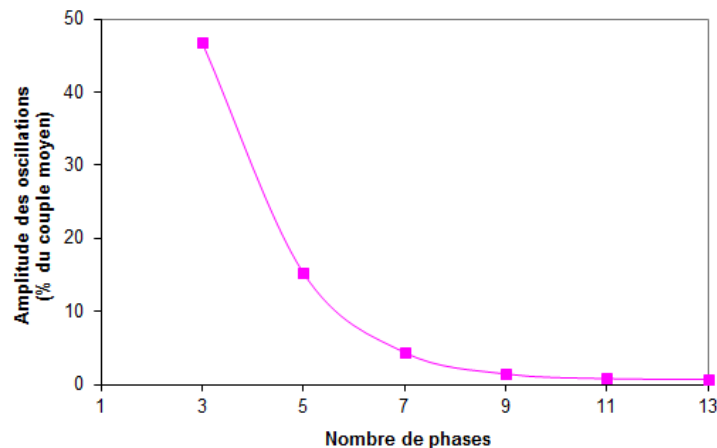


Figure 4.25 Impact du nombre de phases sur les ondulations de couple quand la machine est alimentée par des créneaux de courant.

En plus de l'impact sur les ondulations de couple, l'augmentation du nombre de phases permet comme pour les machines présentées au chapitre 3 d'augmenter la densité de couple de celles-ci.

Ces observations sont réalisées sans tenir compte de certains paramètres qui pourraient modifier les conclusions (réduction du couple moyen et augmentation des ondulations de couple). En effet, les allures de couple présentées ici ne tiennent pas compte des effets liés à la présence des courants dans les encoches de la machine qui vont modifier le niveau de saturation et déformer les FEMs (même principe que la réaction d'induit des machines à courant continu).

L'augmentation du nombre de phases va en revanche conduire à augmenter le nombre d'interrupteurs (commutateurs) nécessaire au bon fonctionnement de la machine.

L'autre impact, déjà mentionné au chapitre précédent concerne l'augmentation du nombre de phases qui permet de fonctionner en mode dégradé lors de la présence de défauts.

On verra par la suite que plusieurs concepts qui utilisent des nombres importants de phases sont à l'étude. L'un d'entre eux est déjà souvent rencontré : les machines double étoiles, alimentées par des convertisseurs de courant, qui sont en réalité deux machines « brushless DC » dont les formes d'ondes sont déphasées de 30° et qui partagent le même circuit magnétique.

3.2. Adaptation de la forme d'ondes des courants

Pour la compensation des ondulations de couple, un algorithme a été identifié, il permet la détermination du courant nécessaire pour atténuer leurs amplitudes. Plusieurs étapes sont nécessaires :

1. Choisir une forme de courant de référence, les formes qui seront retenues ici sont : sinusoïdales, créneaux de 120° et créneaux de 180° .
2. Déterminer le couple obtenu avec ces courants.
3. Déterminer les nouveaux courants ; pour cela on exploite l'expression [4.8]. Dans les cas où le couple de détente atteint des valeurs non négligeables, il est possible de le prendre en considération en utilisant [4.9].

$$i_{new}(t) = \frac{C_{ref}}{C(t)} i_{ref}(t) [4.8]$$

$$i_{new}(t) = \frac{C_{ref} - C_d(t)}{C(t) - C_d(t)} i_{ref}(t) [4.9]$$

4. Alimenter la machine avec les nouveaux courants.
5. Vérifier les couples obtenus

On applique cette méthode dans le cas d'une machine avec les FEMs présentées Figure 4.26. Les différentes formes d'ondes rencontrées au cours du processus sont données Table 4.3, les formes d'ondes des couples sont obtenues par des calculs par éléments finis pour cette étude.

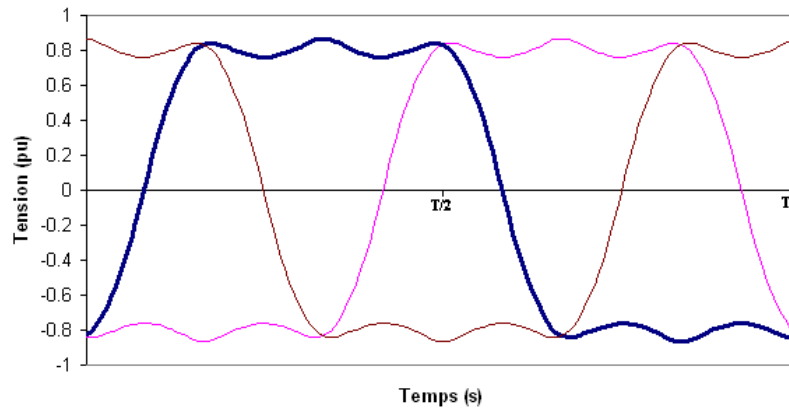


Figure 4.26 FEMs de la machine utilisées pour l'étude

Table 4.3 Détail de la méthode proposée

Etape 1	Courant de référence	Sinusoidal	Créneaux de 120°	Créneaux de 180°
Etape 2	Couples (pu) obtenus avant compensation			
Etape 3	Nouveaux courants (pu)			
Etape 5	Couples (pu) obtenus après compensation			

On observe que les couples obtenus possèdent toujours des ondulations de couple, cela est dû au fait que la méthodologie proposée ne tient pas compte des effets de la saturation des matériaux ferromagnétiques.

Néanmoins, une solution existe pour prendre en compte ce phénomène : elle consiste à itérer le processus précédent jusqu'à obtenir les couples pulsatoires souhaités.

L'influence du nombre d'itérations, dans le cas de l'alimentation par courants sinusoïdaux, sur les ondulations de couple est donnée Figure 4.27.

La comparaison des formes d'ondes avant itération et après quatre itérations est donnée Figure 4.28 pour le couple et Figure 4.29 pour le courant dans l'une des trois phases de la machine.

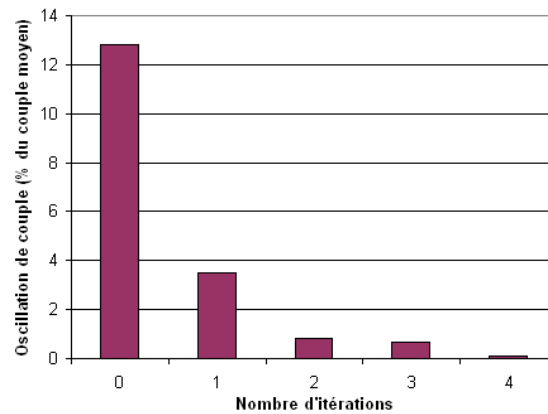


Figure 4.27 Évolution des ondulations de couple en fonction du nombre d'itérations

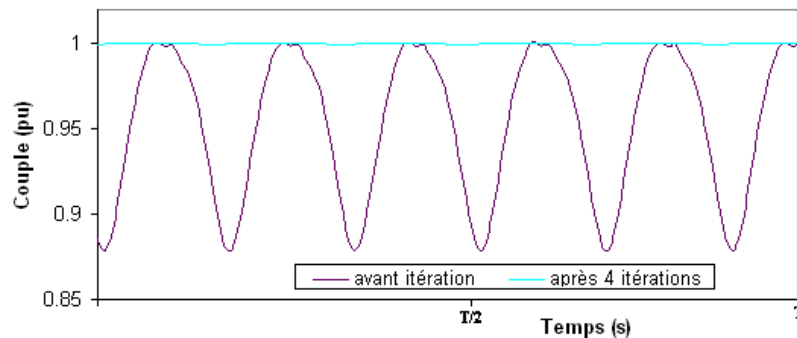


Figure 4.28 Evolution de la forme temporelle du couple

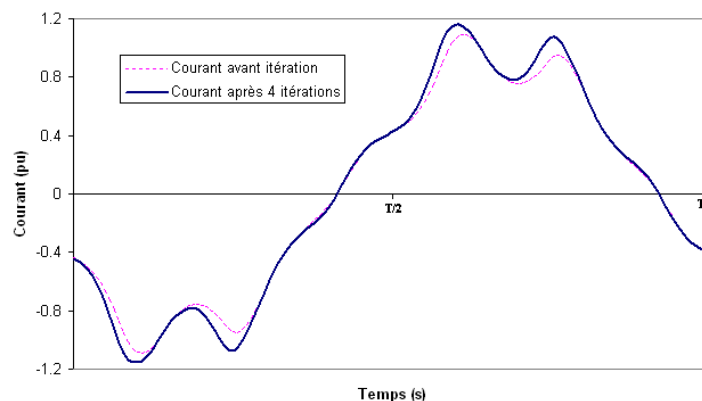


Figure 4.29 Évolution du courant dans les phases de la machine

Ce mode de compensation nécessite la connaissance du couple instantané de la machine. Pour des machines de fortes puissances, l'utilisation d'un couplemètre ne semble pas envisageable, et la reconstruction par des estimateurs nécessite une très bonne connaissance de la machine.

L'autre solution, serait de prédire pour chaque point de fonctionnement le courant optimal (celui qui permet d'annuler les ondulations de couple). Dans ce cas, il est nécessaire de connaître les paramètres du modèle équivalent, l'impact des températures et de la saturation des matériaux non linéaires. Une modélisation très fine de la machine tout en considérant l'impact de tous les paramètres est alors nécessaire : par exemple les éléments finis seuls ne conduisent pas à prendre en compte suffisamment de paramètres pour avoir une estimation précise.

Une boucle « tant...que » semble être la plus intéressante afin de trouver la forme des courants permettant d'effectuer l'opération souhaitée.

La première étape étant un choix entre trois formes de courant de référence, on s'aperçoit que la forme de courant trouvée après utilisation de l'algorithme n'est pas la même.

Une analyse des harmoniques des formes d'ondes des courants, après itération, est donnée Figure 4.30. Elle nous permet de voir que ce ne sont pas les mêmes harmoniques qui sont utilisés pour effectuer la compensation des ondulations de couple.

Pour le cas sinusoïdal, des harmoniques de rang 5 et 7 (dans la même proportion) ainsi que 11 et 13 sont ajoutés alors que dans le cas 180° c'est l'harmonique 7 qui est privilégié.

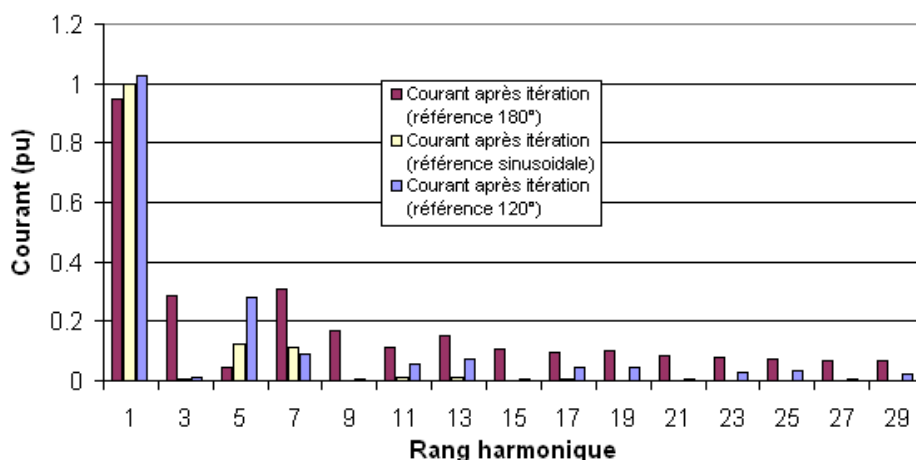


Figure 4.30 Contenus harmoniques des courants après itération

En fonction des formes trouvées avec l'algorithme, nous réalisons une comparaison des pertes trouvées pour la même machine alimentées de différentes manières, le résultat de cette comparaison est donné Table 4.4.

Table 4.4 Comparaison des pertes en présence de compensation des ondulations de couple

Cas	Sinusoïdale			180°		120°	
Compensation	Sans	Avec	Avec	Sans	Avec	Sans	Avec
Nombre d'applications de l'algorithme	0	1	4	0	1	0	1
Ondulation de couple (%)	43.5	12.83	0.6	39	4.6	13	0.9
Courant efficace (pu)	1	1.01	1.03	1.045	1.14	1.08	1.09
Pertes par effet Joule (pu)	1	1.02	1.06	1.09	1.3	1.17	1.2
Pertes fer (pu)	1	1.00	1.03	1.72	2.33	1.63	1.85
Pertes globales	1	1.02	1.06	1.12	1.33	1.2	1.23

Les pertes dans le fer des machines sont importantes en présence de créneaux de courant. En effet, les fortes variations de courant impliquent des variations de champ importantes, d'où l'augmentation des pertes dans le fer. La compensation des ondulations de couple a un coût car elle conduit à augmenter les pertes dans la machine. On relève que la configuration utilisant des formes d'ondes sinusoïdales permet de limiter les pertes supplémentaires et le gain sur les ondulations de couple est alors important.

Il est logique d'obtenir ce résultat puisque dans ce cas, il y a uniquement des harmoniques utiles à la production de couple qui sont ajoutés.

On remarque donc que l'adaptation de la forme des courants est intéressante uniquement si la réduction des ondulations est imposée par l'application.

Même quand la détermination des courants est possible, il restera une autre difficulté à surmonter pour que la machine fonctionne dans de bonnes conditions, c'est la réalisation du contrôle de ce type de machine.

La régulation est relativement aisée dans le cas d'un régulateur à hystérésis, en revanche, pour un régulateur MLI cela semble plus compliqué. En effet, le recours aux transformations couramment utilisées pour les machines

triphasées (transformation de Park et de Concordia) ne conduit pas, en présence d'harmoniques, à réguler des grandeurs continues. Néanmoins, comme proposé dans [Oli05] des solutions peuvent être mises en place pour adapter les transformations.

Il pourrait également être intéressant d'identifier les harmoniques de courants et de réguler les modèles (d,q) de chaque machine harmonique équivalente comme décrit Figure 4.31, l'identification des paramètres sera néanmoins complexe.

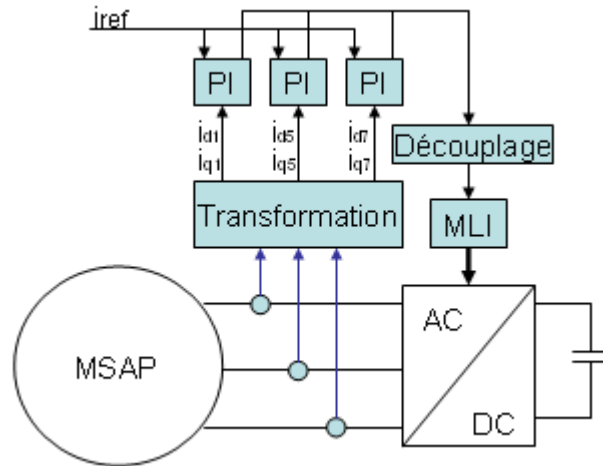


Figure 4.31 Régulation de plusieurs système (d,q)

Même si la présence d'harmoniques dans la FEM permet d'améliorer la densité de couple des machines, le bénéfice apporté par l'utilisation de courants autres que sinusoïdaux n'est pas flagrant puisque, avec les deux solutions proposées, i.e. l'augmentation du nombre de phases et le choix d'une alimentation optimisée, les performances obtenues avec des courants en créneaux de 180° et des courants sinusoïdaux sont proches (voir meilleures pour le cas de courants sinusoïdaux).

Remarques :

- En présence de peu ou pas d'harmoniques de force électromotrice, l'insertion d'harmoniques de courants n'est pas utile et engendre des pertes supplémentaires.
- Une solution avec un bobinage concentrique et 2 bobines par encoche ne permet pas d'avoir des harmoniques de temps compatibles avec la production de couple. Il sera plus intéressant de se tourner vers une solution avec une bobine par encoche, pour laquelle le contenu harmonique des FEM est plus important (forme d'onde plus trapézoïdale). Dans tous les cas de bobinage à pas fractionnaire, le contenu harmonique reste limité en comparaison avec un bobinage à une encoche par pôle et par phase.

Comme nous l'avons vu au paragraphe précédent des solutions dans lesquelles les formes d'ondes de FEMs possèdent des harmoniques peuvent devenir intéressantes dans le but d'augmenter la densité de couple des machines.

L'utilisation de solutions qui reposent sur le principe des machines à courant continu associées à des commutateurs électroniques et une optimisation de l'alimentation doivent conduire à augmenter la densité de couple des machines.

Il a également été mentionné que ce principe avait un intérêt en présence de FEMs riches en harmoniques. Dans ce cas on utilise des règles différentes de celles généralement rencontrées : utilisation d'une encoche par pôle et par phase, ouverture des aimants proche de l'épanouissement polaire... Ces solutions entraînent des modifications au moment du dimensionnement des machines et peuvent conduire à des designs particuliers. Nous allons maintenant détailler quelques-unes des solutions qui pourraient être rencontrées.

4. Conceptions innovantes

Nous allons commencer par regarder ce qu'apporte l'alimentation par des créneaux de courant, non plus sur 120° électrique comme c'est le cas pour les machines « Brushless DC » mais par des créneaux de 180° électrique.

4.1. Commutation électronique et alimentation par créneaux de courants de 180°

Un brevet [Cra06] a été déposé sur les machines utilisant un stator proche de celui de la Figure 4.8 et le stator en question est représenté Figure 4.32.

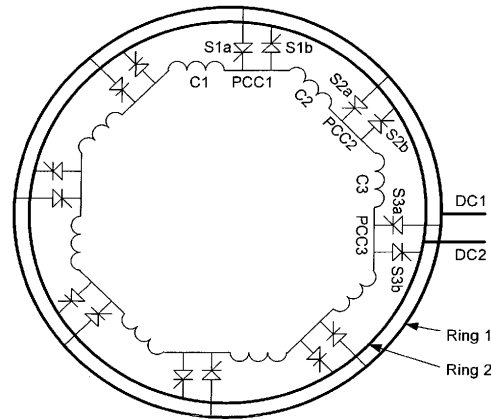


Figure 4.32 Machine à commutation électronique [Cra06]

L'utilisation de thyristors permet d'alimenter les enroulements de la machine connectés en série, par des créneaux de courants. Dans le but d'améliorer les commutations pour ce type de machine, des travaux ont été réalisés.

Des circuits d'aide à la commutation ont été étudiés : le détail de ces circuits et la description des commutations sont donnés dans [Cra07] et [New07].

On remarque donc que, comme pour la machine à courant continu, des solutions pour améliorer la commutation peuvent être mises en place. En revanche, dans le but de compenser la réaction d'induit, qui perturbe les formes d'ondes de l'induction dans l'entrefer, il n'y a pas de travaux proposés à l'heure actuelle pour les machines à commutations électroniques.

Plusieurs machines, sous le nom « active stator », utilisant un stator de ce type ont ainsi été réalisées :

Le premier prototype correspond à une machine à 4 pôles de 120kW à rotor bobiné, le nombre de composants d'électronique de puissance étant de 2 par encoches.

Deux interrupteurs par paire de pôle conduisent simultanément et tous les enroulements de la machine sont alimentés par le même courant (en valeur efficace). Le temps de commutation dépend de l'inductance d'un enroulement.

Cette première machine ayant un nombre pair d'encoches par pôle imposait que 2 commutations aient lieu simultanément, ce qui engendre des ondulations de couple importantes. Pour cette première machine, les thyristors étaient situés dans une armoire alimentant la machine, ce qui imposait un très grand nombre de câbles reliant la machine à l'armoire.

De cette première tentative, il a été conclu qu'il était plus intéressant d'avoir un nombre impair d'encoches par pôle et de placer les composants de l'électronique de puissance au plus près des parties actives.

Un deuxième prototype a alors été réalisé, dans le but de réduire le nombre de commutateurs. Un nombre plus faible d'encoches par pôle a été également utilisé et l'autre modification majeure fut la réalisation d'un convertisseur statique pouvant être inséré dans les parties active de la machine afin d'alimenter directement la machine par un bus continu.

Les résultats satisfaisants obtenus à partir de ces premiers prototypes ont permis de développer de nouvelles machines et de proposer des solutions pour la propulsion marine et les applications d'énergies renouvelables à base d'une machine synchrone à rotor bobiné ou à aimants [Lod10].

Cette solution utilise un bobinage qui nécessite un nombre important de composants d'électronique de puissance et seulement une partie d'entre eux est utilisée simultanément. En effet un seul composant conduit ($1/p$ fois la puissance) par pôle.

Malgré le fait que la machine soit polyphasée, son fonctionnement en mode dégradé pour l'alimentation n'est pas aisé, à cause des connexions (les enroulements sont connectés en série : forme un polygone) existantes entre les enroulements.

L'utilisation d'une alimentation indépendante des enroulements pourrait améliorer le fonctionnement pour les modes dégradés. Le nombre de composants pour cette solution est doublé comme on peut le voir Figure 4.33 en comparaison avec le cas de la Figure 4.8, mais dans cette configuration la moitié des composants est utilisée simultanément.

Cette solution entraîne la modification des caractéristiques des composants d'électronique de puissance nécessaires à la réalisation des commutations. Une comparaison est donnée Table 4.5, m représentant le nombre de phases qui est équivalent au nombre d'encoches par pôle.

Table 4.5 Comparaison des puissances des convertisseurs en fonction de l'alimentation

Cas	Active stator	Alimentation indépendante
Puissance (bus)	$P=UI$	$P=UI$
Tension bus	U	U
Courant par composants	I/p	$I/(m.p)$
Nombre de composants	$4.p.m$	$8.p.m$
Puissance Silicium	$4.m.P$	$8.P$

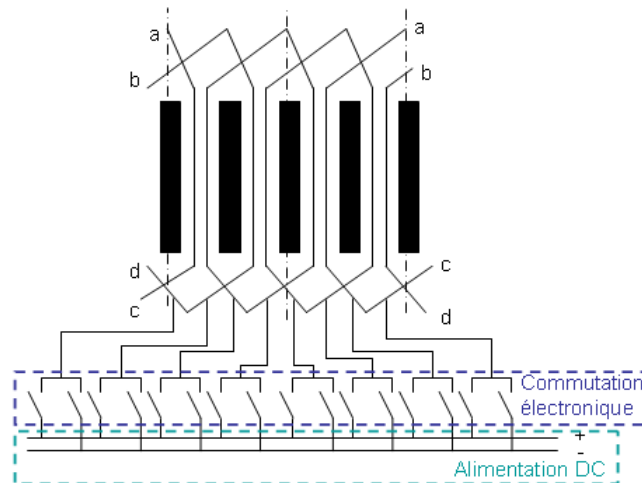


Figure 4.33 Alimentation indépendante des enroulements

Dans le cas d'une alimentation indépendante, le nombre de composants pourrait également être adapté en fonction des caractéristiques (tension, courant) les plus utilisés sur le marché, sans modifier la puissance Silicium. Cela est rendu possible par le libre choix du nombre de spires grâce aux associations en série et/ou parallèle, alors qu'il est imposé pour la solution « active stator » (le nombre de voies parallèles étant égal au nombre de pôles).

4.2. Solution sans têtes de bobines

A partir de la solution proposée où le nombre de voies en série et en parallèle est libre, il apparaît qu'un cas particulier où toutes les encoches seraient placées en parallèle peut alors conduire à une solution sans têtes de bobines comme cela est illustré Figure 4.34.

Les encoches de la machine sont alors parcourues par des conducteurs uniques, autrement dit une barre. Celle-ci est connectée au bus par l'intermédiaire d'interrupteurs d'électronique de puissance. Il est également nécessaire de pouvoir inverser le sens du courant et l'alimentation d'une barre peut par exemple être réalisée par un convertisseur de tension de type pont en H comme celui proposé Figure 4.35. Un convertisseur de courant avec des thyristors peut lui aussi être rencontré.

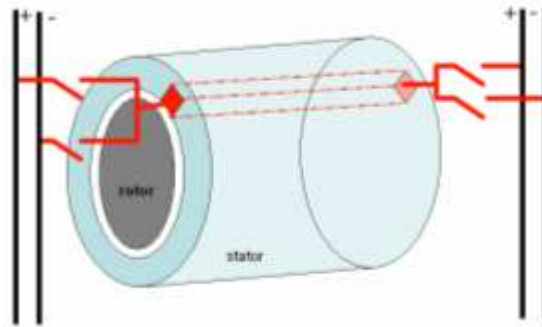


Figure 4.34 Machine sans têtes de bobines

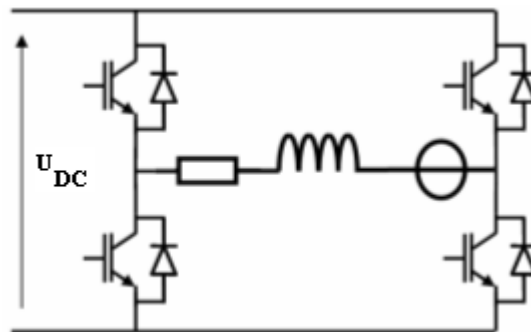


Figure 4.35 Modèle et alimentation d'une encoche de la machine

L'inductance d'une barre sera néanmoins très faible ce qui conduira à des dynamiques très rapides du système et cela peut être un inconvénient (variations de tensions importantes par exemple).

En revanche, comme on a pu s'en rendre compte dans les paragraphes précédents, les machines synchrones sont généralement le plus adaptées aux applications où la vitesse de rotation est faible.

Or, dans ce cas, si l'on adapte l'expression [4.1] la tension induite dans l'encoche (où une barre serait alors logée) devient [4.10], où la notion de spire n'intervient plus ; la valeur de la tension induite sera donc faible.

$$E_{\max} = B_{\max} . L . R . \Omega \quad [4.10]$$

Afin de limiter le courant dans les barres, il sera possible de placer plusieurs barres en parallèle, ce qui revient à augmenter le nombre d'encoches par pôle (équivalant à augmenter le nombre de phases).

Cette topologie permettra d'être en présence d'un coefficient de remplissage d'encoche important car peu d'isolation est nécessaire en présence de tension faible et la forme de la barre peut épouser parfaitement la forme d'encoche (au jeu de montage près).

Du fait de la forme des conducteurs, il sera également possible de se tourner vers d'autres matériaux comme l'aluminium qui est également rencontré dans les cages de machines asynchrones. Toutefois, l'aluminium est difficile à former, il est compliqué de réaliser des bobines avec ce matériau.

Si l'on considère les propriétés des matériaux de la Table 4.6, on en déduit l'impact que cette modification aurait.

Table 4.6 Propriétés des matériaux

Matériau	Cuivre (Cu)	Aluminium (Al)
Densité (kg/m ³)	8960	2698
Résistivité (μΩ.cm)	1.673	2.65

A volume équivalent le passage du cuivre à l'aluminium conduirait à une augmentation de la résistance et donc des pertes de près de 60% mais à une réduction de la masse des conducteurs de 330%.

En revanche si l'on veut conserver les pertes de la machine, en augmentant la section des barres en aluminium, le gain sur la masse des conducteurs serait alors de 210%.

Une comparaison des dimensionnements pour le cahier des charges de la Table 4.7, est donnée Table 4.8 : trois cas sont comparés, deux d'entre eux n'ayant pas de têtes de bobines mais des barres de différentes matières et un cas où le bobinage est proche de celui de la Figure 4.33 autorisant des bobines avec plusieurs spires en série par phase.

Table 4.7 Caractéristiques des machines comparées

Paramètre	Valeur
Puissance	3 MW
Vitesse	15 tr/min
Courants d'alimentation	Créneaux 180°
Convertisseur	1 Pont en H par bobine
Nombre de pôles	80
Nombre d'encoches par pôle	7

Table 4.8 Comparaison des dimensionnements

Conducteurs	Aluminium	Cuivre	Cuivre
Têtes de bobines	Sans	Sans	Avec
Nombre d'encoches	560		
Bobines	1 barre par encoche	1 barre par encoche	560 spires en série par phase
Tension induite par phase (V)	3.38	3.38	1890
Courant par conducteur (A)	1591	1589	227
Masse des bobines (t)	1.7	3.3	5
Masse des parties actives (t)	21	20.4	23.5
Pertes par effet Joule (kW)	118	124	120
Pertes dans le fer (kW)	32	25	30
Rendement (%)	95		

On observe que cette nouvelle topologie de machine permet d'augmenter la densité de couple. Malgré une masse des bobines plus faible pour la solution aluminium, la masse des parties actives de la machine est plus importante que celle de la solution cuivre car les encoches ont besoin d'être plus profondes et il est nécessaire d'avoir plus de fer. En revanche, en terme de coût, nous pouvons imaginer que la solution aluminium serait la plus intéressante.

Du fait de la faible tension induite et de la présence de courants importants, la réalisation du convertisseur nécessaire à l'alimentation nécessite l'utilisation d'un nombre important de composants. Ces deux points vont conduire à un convertisseur avec des performances médiocres comme on peut le voir Table 4.10. Les composants utilisés, pour la comparaison, sont ceux de la Table 4.9.

Table 4.9 Paramètres des composants utilisés

Référence	ST Microelectronics STV300NH02L	Westcode T0340VB45G
Type	MOSFET	IGBT
Courant continu à 100°C	200 A	380 A
Tension d'utilisation	24 V	4500 V
Paramètres de conduction	Résistance en conduction : $R_{DS}=1.1\text{ m}\Omega$	Chute de tension : $V_{CE}=4.1\text{ V}$

Table 4.10 Comparaisons des convertisseurs

Cas	Sans têtes de bobines	Avec têtes de bobines
Nombre de composants en parallèles par bobines	8	1
Nombre de bobines	560	7
Nombre de composants	17920	28
Pertes par conduction (kW)	394	13
Rendement convertisseur (%)	86.9	99.5
Rendement du système global (%)	82.5	94.5

Les pertes par commutations sont négligées car elles seront faibles pour un système à basse fréquence alimenté en pleine onde de courant.

Étant donné la chute de tension importante dans les composants électroniques de puissance, le rendement du variateur sera dégradé. De ce fait, même si la machine présente de bonnes performances, le système global aurait un rendement médiocre.

En plus de cela, les pertes dans les composants seraient importantes et nécessiteraient un système de refroidissement adéquat. Ce dernier serait rendu difficile par l'intégration des composants au plus près du stator dans le but de limiter les parties de conducteurs à l'extérieur du fer de la machine.

Un autre inconvénient apparaît : il est nécessaire d'utiliser un bus continu avec une faible tension et donc un fort courant, ce qui pour les puissances rencontrées (plusieurs MW) va engendrer énormément de pertes.

En conclusion, dans le cas de l'application envisagée de type génératrice éolienne à attaque directe, cette topologie ne permet pas d'avoir un système avec des performances intéressantes.

Il peut être envisagé que l'évolution des performances des composants de l'électronique de puissance conduira cette topologie à une solution viable.

D'autre part, la présence d'un nombre important de composants pour l'électronique de puissance aura tendance à dégrader la fiabilité du système. Néanmoins, chaque barre étant indépendante, il sera aisé de poursuivre le fonctionnement de la machine avec une faible dégradation des performances en cas de défaillance d'une ou plusieurs branches.

Pour des machines très rapides, pour lesquelles les dimensions des têtes de bobines sont importantes devant la longueur utile de cuivre cette topologie pourrait convenir.

La solution sans têtes de bobines permet de réduire la longueur des connexions et nécessite de placer l'électronique de puissance au plus près (voir au sein même) des parties actives de la machine.

Nous allons introduire et présenter des systèmes où la machine et le convertisseur l'alimentant sont insérés au sein d'une même enceinte.

4.3. Intégration de l'électronique de puissance

Cette démarche peut permettre de limiter l'encombrement du système complet (machine + convertisseur associé).

Les principales difficultés qui sont rencontrées dans ce cas sont donc :

- le manque d'espace : en général le but est de limiter l'espace non utilisé dans les machines électriques, cet espace ne pouvant être suffisant si le nombre de composants à intégrer devient important (cas de l'« active stator ») ;
- les contraintes de compatibilité électromagnétique (CEM) : en effet dans l'enceinte de la machine il est fréquent d'être en présence de champs magnétiques importants qui pourraient interagir avec l'électronique de commande des commutateurs et être source de dysfonctionnement ;
- les contraintes thermiques : les commutateurs électroniques ont généralement besoin d'un moyen de refroidissement propre pour limiter leurs températures et les dysfonctionnements, ils vont dans ce cas être placés au plus près des parties actives et ainsi être situés dans un endroit où la température ambiante sera élevée du fait des pertes de la machine. L'avantage dans ce cas pourrait être de partager le circuit de refroidissement avec celui prévu pour la machine ;
- les contraintes liées à la maintenance : les opérations de maintenances sont généralement difficiles pour les systèmes (machine et convertisseur statique) non intégrés. Aussi, l'intégration de l'électronique de puissance au plus près des parties actives complexifiera d'autant plus toutes les opérations de maintenance.

Néanmoins le gain sur l'encombrement qui peut être fait a déjà incité les scientifiques à s'attarder sur le sujet et on peut rencontrer dans la littérature plusieurs cas qui vont être maintenant présentés.

i. Véhicules hybrides

Dans les véhicules hybrides, un moteur électrique est associé au moteur thermique. Le fonctionnement en moteur peut être effectué pendant que le moteur thermique est en fonctionnement ou quand il est à l'arrêt.

Dans ce type de dispositif (Toyota Prius par exemple) la puissance de la partie électrique reste généralement plus faible que celle du moteur thermique.

Dans le cas d'un montage série, la machine électrique doit être sur la même ligne d'arbre que le moteur thermique, elle peut donc être placée entre le moteur thermique et la boîte de vitesse, comme on peut le voir Figure 4.36.

Pour que l'encombrement soit le plus faible possible, la partie électronique (de puissance et de commande) est placée dans la même enceinte que la partie électromagnétique. Le but étant également de limiter les connexions (câbles sous le capot du véhicule).

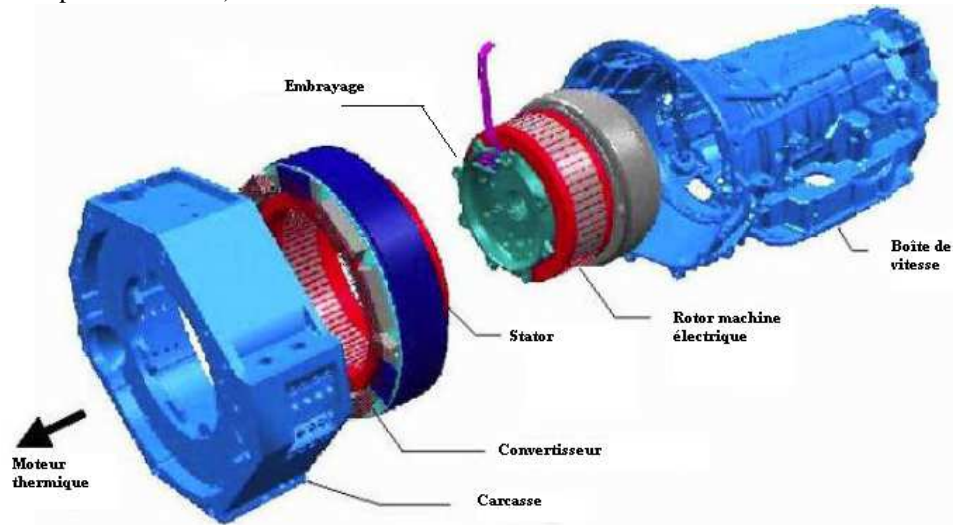


Figure 4.36 Insertion de machine électrique à électronique intégrée pour véhicule hybride [Mae05]

ii. Machine modulaire

Une solution est proposée Figure 4.37 en vue de la réalisation d'un stator à partir de différents modules ; chaque module comporte alors son électronique associée. La technologie utilisée est celle décrite au chapitre 3 pour des machines avec des bobinages à pas fractionnaire permettant ainsi d'éviter les croisements entre les têtes de bobines.

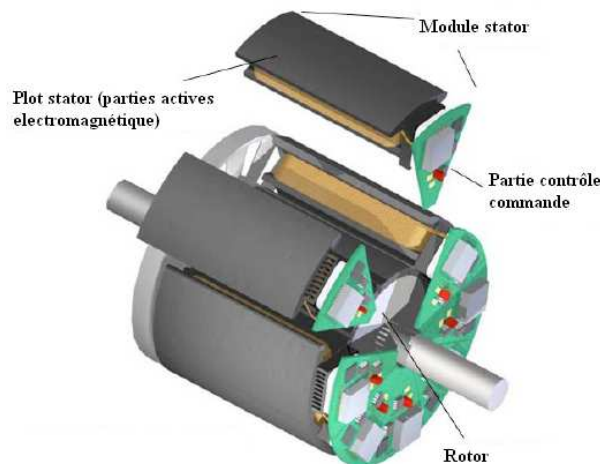


Figure 4.37 Machine modulaire à électronique intégrée [Bro07]

Cette solution pourrait avoir un intérêt dans le cadre d'une machine présentée au chapitre 3, dans la mesure où l'un des avantages de la partie électromagnétique est sa modularité. Il pourrait alors être intéressant d'utiliser un convertisseur lui aussi modulaire pour alimenter la machine.

Les puissances qui seront mises en jeu seront toutefois beaucoup plus importantes et comme mentionné dans [Bro07], la gestion de l'aspect thermique deviendra une priorité.

iii. Réalisation des inductances avec les tôles du stator

Les culasses des machines sont généralement de forme circulaire. Les tôles utilisées sont découpées dans des bobines qui sont déroulées, ce qui conduit à ne pas utiliser toute la surface de tôles (nombreuses chutes de matière). Dans les travaux de [The02], en plus de l'intégration de l'électronique de puissance, les « coins » des tôles empilées sont utilisés pour réaliser les inductances du schéma de la Figure 4.38.

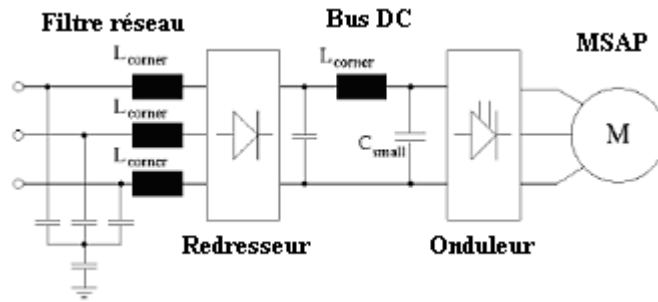


Figure 4.38 Schéma des éléments intégrés dans une même enceinte [The02]

Le but étant pour un encombrement identique à celui d'une machine asynchrone, de réaliser non seulement une machine à aimants permanents, mais aussi le variateur de fréquence associé ainsi que les filtres nécessaires au bon fonctionnement du système.

C'est une solution astucieuse qui permet d'utiliser les parties non utiles des culasses et qui offre un gain non négligeable au niveau de l'encombrement. En revanche, des aménagements seront nécessaires pour découpler les deux circuits magnétiques, on voit d'ailleurs la présence de barrière de flux sur le schéma de la Figure 4.39, en plus des aimants enterrés et disposés en V.

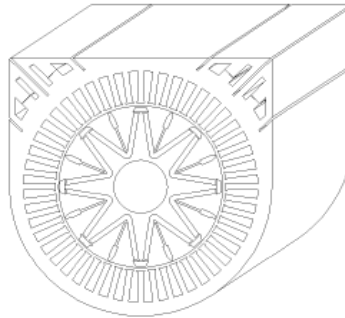


Figure 4.39 Schéma des tôles utilisées [The02]

iv. Propulsion marine polyphasée

Les dispositifs précédents sont destinés aux systèmes de petites puissances, mais on trouve néanmoins des travaux dans le domaine de la propulsion marine où l'encombrement est une problématique importante lors de la réalisation des projets.

L'un des cas rencontré concerne l'alimentation d'un moteur de propulsion de 20MW ayant 12 pôles dont l'encombrement est donné Figure 4.40. L'alimentation de ce moteur qui doit fonctionner entre 0 et 150 tr/min est réalisée à partir d'un convertisseur 15 phases qui est décrit Figure 4.41.

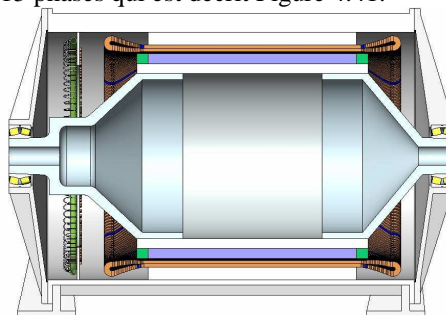


Figure 4.40 Encombrement de la machine avant insertion de l'électronique [Sch04]

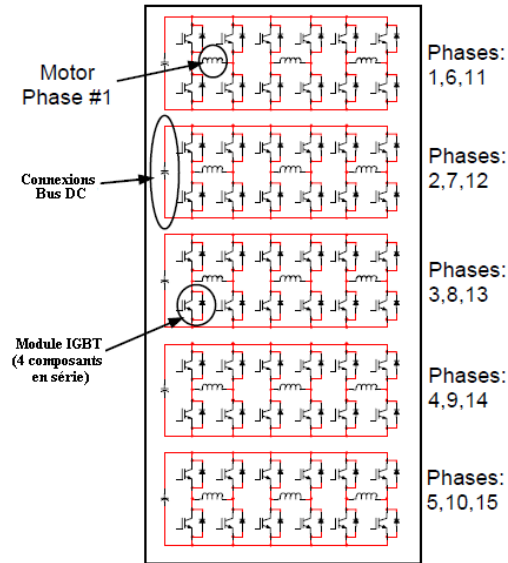


Figure 4.41 Schéma de l'onduleur qui alimente le moteur [Sch04]

Dans l'étude [Sch04], un premier mode d'insertion « classique », qui consiste à placer l'électronique de puissance au niveau du stator, a été étudié. Cette solution est illustrée Figure 4.42.

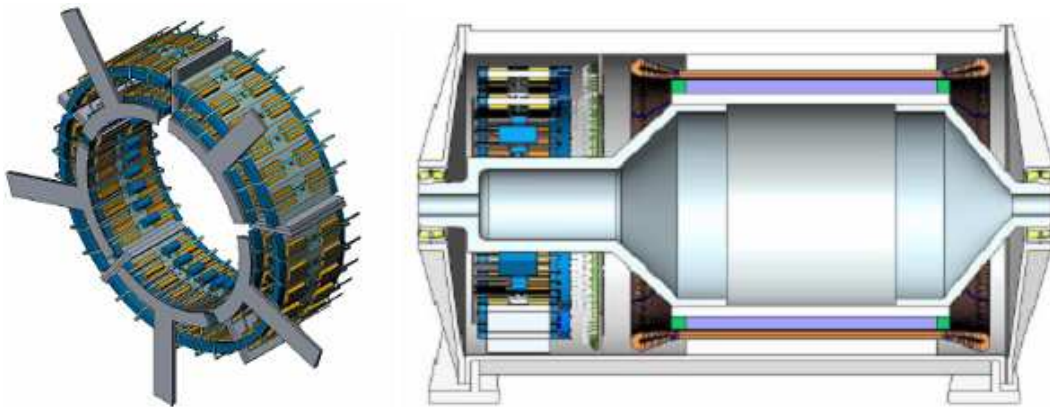


Figure 4.42 Onduleur de la machine (à gauche) et insertion dans la carcasse (à droite) [Sch04]

Une autre solution est également proposée, elle consiste à utiliser l'espace vide à l'intérieur du rotor pour placer l'électronique comme décrit dans la Figure 4.43. En effet les moteurs de propulsions présentent des couples importants ce qui conduit généralement à des machines avec des hauteurs d'axe non négligeables imposant une épaisseur importante entre l'arbre et les parties actives rotoriques, non utilisée (sauf transmission du couple à l'arbre). De plus, ces machines ont généralement des polarités élevées ce qui nécessite une faible épaisseur pour refermer le flux en dessous des pôles.

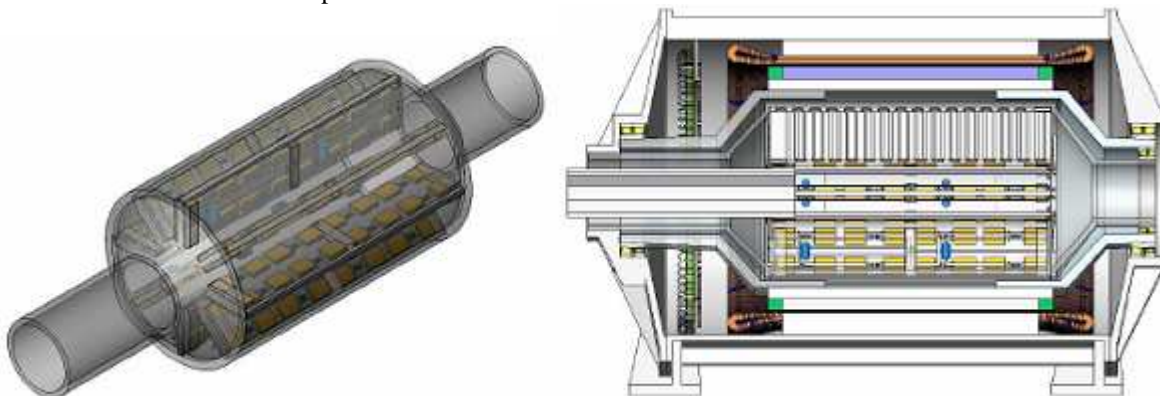


Figure 4.43 Onduleur de la machine (à gauche) et insertion au centre du rotor (à droite) [Sch04]

L'étude réalisée montre que cette solution peut conduire à un gain important sur l'encombrement. Les résultats sont rappelés Table 4.11.

Table 4.11 Comparaison des solutions

	Moteur avec convertisseur externe	Electronique intégrée à l'extérieur du rotor	Electronique intégrée à l'intérieur du rotor
Masse (t)	118	110	113
Puissance massique (kW/kg)	0.169	0.182	0.177
Volume (m ³)	68	60	53
Puissance volumique (kW/m ³)	294	333	377

Le choix de placer l'électronique de puissance dans la même enceinte que la partie électromagnétique permet d'augmenter la puissance massique et volumique du système machine+convertisseur en comparaison avec une solution classique.

Le gain sur la masse reste néanmoins faible, ce qui s'explique par le fait que les mêmes éléments sont nécessaires quelle que soit leur localisation. En revanche, concernant le volume qui est la principale raison de cette insertion, le gain peut aller jusqu'à 28% pour la solution où l'électronique est placée au centre du rotor.

Mais, l'accès aux dispositifs de puissances est rendu complexe (voir impossible) par sa localisation. De plus, le but de ces convertisseurs étant d'alimenter le stator de la machine, il faut donc réaliser les connexions entre les convertisseurs placés dans un cylindre fixe inséré dans le rotor (qui a une forme de cloche) et les bobinages statoriques.

Un deuxième critère est très important dans le domaine de la propulsion marine : il s'agit de la disponibilité, ce qui conduit généralement à une redondance des systèmes. Celle-ci peut être réalisée sur la machine avec l'utilisation de systèmes multi étoiles, mais également sur les convertisseurs statiques pour lesquels plusieurs d'entre eux sont placés en parallèle. On retrouve une règle générale identique à celle rencontrée dans le domaine de l'aéronautique, où la panne du moteur n'est pas souhaitable et les dommages que l'arrêt peut engendrer peuvent être très importants.

Dans la solution proposée afin d'augmenter la disponibilité de la machine en cas de défaut un système polyphasé (15 phases, 5 étoiles indépendantes) est ainsi utilisé et plusieurs composants sont associés en série (pour tenir la tension mais pas uniquement puisque cela peut également rendre le système redondant et donc plus fiable).

5. Conclusion

Les solutions utilisant des harmoniques de FEM permettent d'augmenter la densité de couple des systèmes. Pourtant, les formes d'ondes rencontrées ne permettent pas d'obtenir des systèmes avec des faibles ondulations de couple.

Une investigation plus poussée sur l'alimentation est nécessaire, cette étude aurait pu faire partie des travaux menés. Un prototype, dans le but de travailler sur le contrôle des machines alimentées par des courants avec des harmoniques « sélectionnés », était envisagé mais étant donné l'opportunité de travailler sur la réalisation d'une génératrice éolienne qui devait équiper l'éolienne ayant le plus grand diamètre de pale du marché, une solution n'utilisant pas les harmoniques, i.e. la machine est alimentée avec des courants sinusoïdaux, a été privilégiée.

Les solutions de machines utilisant les harmoniques peuvent conduire à des systèmes où l'alimentation de la machine serait réalisée au plus proche des parties actives de la machine ce qui conduirait idéalement à une machine n'ayant pas de connexions entre les conducteurs parcourant les différentes encoches. Ces solutions sont néanmoins limitées par le fait que les tensions induites sont trop faibles en comparaison avec la chute de tension dans les composants actuels de l'électronique de puissance.

On a vu également que des systèmes où l'électronique de puissance est intégrée au plus proche des parties électromagnétiques actives commencent à apparaître dans le monde industriel.

Il semble donc possible de résoudre les problèmes liés à l'intégration (CEM, thermique...) dans le but de réaliser des systèmes avec un encombrement réduit et ainsi des systèmes où les densités de couple deviennent importantes.

On voit néanmoins qu'une étape doit encore être franchie dans le but de réaliser un système qui regroupe à la fois l'optimisation de l'espace et l'utilisation de manière optimale des parties actives des machines en utilisant les harmoniques des signaux (FEMs et courants). Mais des travaux sur l'« active stator » sont réalisés en vue de l'optimisation globale du système (machine+convertisseur). Par exemple, l'utilisation de cette technologie pour des applications éoliennes est sous investigation, comme le montre [Lod10] qui propose également un modèle 3D de ce principe de machine ; ce dispositif est rappelé Figure 4.44.

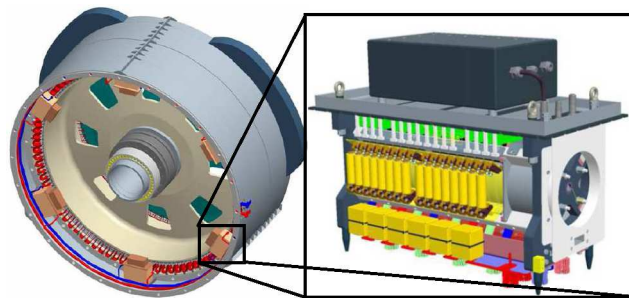


Figure 4.44 « Active stator » pour une application éolienne (à gauche) et bloc avec électronique de puissances (à droite) [Lod10]

Les verrous restant à lever étant encore trop importants avant de se retrouver en présence d'une solution viable et commercialisable, la solution qui sera retenue sera classique avec une alimentation par des convertisseurs éloignés de la machine.

Ce qui ressort néanmoins des différentes études c'est que les systèmes polyphasés deviennent intéressants dans l'optique d'augmenter la fiabilité des systèmes et leur densité de couple. L'utilisation des systèmes avec des nombres de phases non multiples de 3 sont rares dans le monde de l'industrie du fait de la complexité des moyens de contrôles surtout du fait de leur nouveauté.

Le dernier chapitre concerne la machine dimensionnée en vue d'équiper l'éolienne Haliade 150 commercialisée par Alstom Wind et destinée aux applications en mer avec laquelle le consortium associant EDF et Alstom a obtenu 3 des 5 sites concernés par l'appel d'offre du gouvernement français.

Outre la description de la machine, le chapitre présentera quelques études réalisées dans le but de concevoir l'assemblage de la machine et de prédire les contraintes mécaniques que les aimants vont induire sur les structures. La présentation des tests et de leurs résultats sera également abordée.

Chapitre 5 : Réalisation des prototypes et validation à partir d'essais

Le choix fait par l'entreprise de proposer des solutions compétitives dans le domaine des génératrices à fort couple et faible vitesse pour le marché de l'énergie, l'a conduit à s'intéresser à des topologies de machines qu'elle ne réalisait pas auparavant. En particulier l'utilisation des aimants permanents lui a permis de s'affranchir de l'alimentation du rotor et de retrouver des machines ayant des puissances massiques importantes. Ces machines pour lesquelles il est intéressant d'avoir des diamètres importants pour des applications éoliennes à attaque directe nécessitent des investissements pour pouvoir les réaliser au sein de l'atelier actuel. En revanche, se tourner vers une solution qui permet d'éviter le passage en cuve d'impregnation permet de limiter ces investissements.

Des premiers dimensionnements ont alors été réalisés pour des études de faisabilité et de crédibilité technico-économiques.

Des clients potentiels ont montré un intérêt pour ce type de solution ce qui a permis de lancer des études plus approfondies sur les machines décrites au chapitre 3.

Une fois ces études réalisées l'un des clients a décidé de se lancer dans l'aventure d'un développement commun d'une éolienne de forte puissance pour une installation offshore et de la réalisation de deux prototypes dans le but de pouvoir les tester en charge.

Une partie du cahier des charges de la machine est donnée dans la Table 5.1.

Table 5.1 Principales caractéristiques de l'éolienne

Puissance nominale turbine	6704 kW
Vitesse de rotation nominale	11.5 tr/min
Plage de fonctionnement (vitesse du vent)	2 à 25 m/s
Classe d'échauffement (machine)	F
Couple max/Couple nominal	1.6
Plage de température extérieure	-10/50°C
Production annuelle d'énergie	31.3 GWh

Nous allons dans ce chapitre, décrire la solution qui a été retenue et évoquer la réalisation de ces machines de conception nouvelle pour l'entreprise.

La préparation des essais a nécessité une attention particulière et ce bien avant la mise en place des machines sur le banc de test qui leur était dédié. Une partie de ce chapitre présentera les études faites concernant les moyens (électriques) nécessaires en vue de réaliser les essais de validation des machines.

Ce chapitre se terminera par l'analyse des résultats des essais effectués, qui seront comparés aux attentes (performances et spécifications clients) et aux estimations réalisées pour valider le dimensionnement.

1. Solution retenue

L'utilisation d'aimants permanents montés en surface associés à un bobinage à pas fractionnaire reposant sur une technologie modulaire est la solution retenue. L'alimentation de la machine sera réalisé par des convertisseurs de tensions qui délivreront des courants sinusoïdaux. Les dimensionnements de la machine nous ont conduits vers des puissances massiques intéressantes pour l'application. C'est principalement ce critère qui a motivé le client à retenir cette solution.

1.1. Stator à plots motif 9/8

Le motif retenu est le motif 9 encoches/8 pôles. Le recours à la basse tension conduit à de forts courants. Les variateurs de vitesses développés en interne pour ces tensions ont des puissances limitées à 2.4MVA. L'utilisation de 3 convertisseurs s'est avérée nécessaire pour atteindre la puissance nominale à convertir.

Ce choix de motif étant compatible avec l'utilisation de 9 phases, il a été décidé, dans le but d'améliorer les performances de la machine, de passer à une technologie polyphasée.

Le choix du nombre de pôles a été effectué de sorte à dépasser 10Hz à la vitesse nominale pour être dans la plage de fonctionnement des variateurs de vitesses et ainsi ne pas les déclasser en puissance.

Le nombre de motifs devra également être pair pour imposer des symétries au niveau des forces. Avec cette stratégie, les efforts se compensent à 180 degrés mécaniques de la machine.

Plusieurs configurations pouvaient alors être rencontrées, comme on le voit Table 5.2.

Table 5.2 Configurations pouvant être rencontrées

Nombre de motifs	Nombre de paires de pôles	Fréquence (Hz)
14	56	10.73
16	64	12.27
18	72	13.8
20	80	15.33

Il est plus intéressant d'avoir un multiple de 4 car cela permet d'avoir 2 aimants de même polarité à 180 degrés mécaniques. Il faut par ailleurs limiter la fréquence dans le but de limiter les pertes dues à la présence d'harmoniques, car on a vu dans le chapitre 3 que les sous-harmoniques peuvent être importants. Un autre avantage dans ce choix est que moins il y a d'éléments au stator et au rotor, plus la fabrication est rapide (moins il y a d'éléments à assembler).

Il a donc été choisi de prendre 64 paires de pôles.

Et dans le but de limiter les pertes par courants induits dans les aimants, liées aux sous harmoniques, nous avons recours à la segmentation des pôles au rotor.

Les neuf phases de la machine sont connectées de manière à obtenir 3 systèmes triphasés indépendants. On se retrouve avec la configuration de la Figure 5.1 : système triple étoile où les étoiles sont déphasées de 40 degrés électriques ($2\pi/9$) et où les neutres ne sont pas reliés.

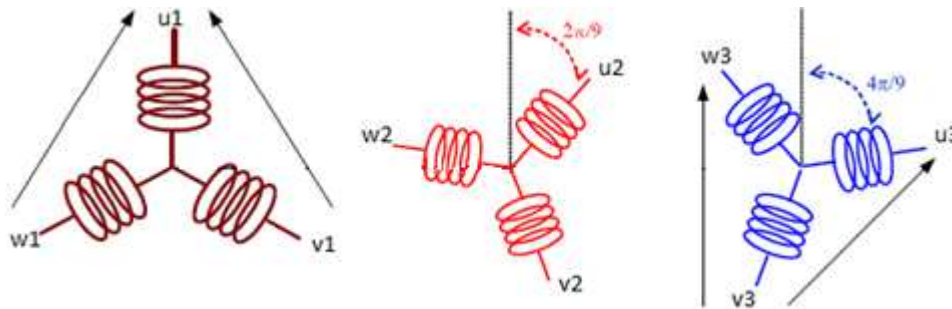


Figure 5.1 Système triple étoiles indépendantes

De cette manière, deux défauts entre une phase et la masse sur deux phases différentes ne conduisent pas forcément à un court-circuit ; il faudrait en plus que les phases appartiennent à la même étoile. Le courant de court-circuit est également limité (gain de 14%) car le cas dans lequel la différence de potentiel est la plus grande ne peut pas être rencontré. En effet la différence de potentiel se trouverait avec 2 phases placées à 160 (ou 200) degrés électriques, soit presque 2 (≈ 1.97) fois la tension entre phase et neutre contre la tension entre phases d'un système triphasé (≈ 1.73 fois la tension entre phase et neutre).

En revanche, le recours aux modes dégradés est rendu plus complexe, dans le sens où il est difficile d'injecter des harmoniques en présence de systèmes triphasés (les harmoniques multiples de 3 étant nuls).

Les modes dégradés utilisant un nombre différents (2 ou 1) d'étoiles sont néanmoins possibles, même si cela conduit à la présence d'un couple pulsatoire plus important que le fonctionnement sur les trois étoiles.

1.2. Caractéristiques principales

La machine alors dimensionnée pour l'application a les dimensions données dans la Table 5.3. Pour des raisons de confidentialités, ce sont les seuls paramètres de la machine qui seront communiqués. Ces valeurs correspondent aux parties actives (cuivre, aimants et tôles ferromagnétiques), c'est-à-dire les parties nobles qui réalisent la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique. Ces parties ne représentent pas la plus grosse partie du système en termes de masse mais ont un impact non négligeable sur le coût.

Table 5.3 Dimensions des parties actives

Longueur de fer	1m
Diamètre d'entrefer	7m
Nombre de spire par bobines	70
Entrefer électrique	7 mm
Masse des parties actives	~ 35 t

En plus de ces parties actives il est cependant nécessaire de considérer les carcasses pour maintenir les différentes parties : les roulements, le système de refroidissement, les connexions, les systèmes auxiliaires (capteurs, boîte à bornes...).

Ces éléments ont une masse et des dimensions non négligeables qui apparaissent dans les caractéristiques globales de la génératrice qui sont données Table 5.4.

Table 5.4 Caractéristiques globales de la génératrice

Longueur totale	2.5m
Diamètre extérieur	7.6m
Type de refroidissement	Air forcé+ échangeur eau/air
Masse	~150 t

La machine sera alimentée par trois convertisseurs de tensions dont les caractéristiques sont renseignées Table 5.5

Table 5.5 Caractéristiques principales des convertisseurs utilisés

Type de convertisseur	3 niveaux NPC
Tension entre phases RMS	900 V
Courant nominal RMS	1600 A
Refroidissement	eau

Ces convertisseurs triphasés alimenteront chacun une étoile de la machine et leurs signaux de commande seront donc déphasés de $2\pi/9$ comme le sont les tensions induites dans les bobinages.

La tension qui sera appliquée sur les phases de la machine variera avec la vitesse de rotation de celle-ci jusqu'à la valeur nominale selon une loi de commande en V/f. Quand la tension maximale que peut délivrer le convertisseur sera atteinte la machine sera défluxée pour ne pas dépasser cette valeur en présence de vitesses plus importantes. Le défluxage revient à modifier le déphasage entre le courant et la tension, ce qui modifie également l'angle interne pour limiter la tension.

Le point de fonctionnement de ces convertisseurs dépendra de la consigne de couple qui sera le point d'entrée pour piloter le transfert de puissance. La vitesse sera elle imposée par la turbine éolienne elle-même.

Trois bus indépendants seront connectés à ces trois convertisseurs et ces bus auront un niveau de tension de 1450V.

Des résistances de décharge seront connectées à ce bus, dans le but de dissiper l'énergie pendant la phase d'arrêt que ce soit en cas de problèmes de connexion au réseau ou en cas de surcharges importantes sur le pont d'alimentation de la machine pour ne pas engendrer de dégâts sur le pont situé du côté du réseau.

La modulation des signaux est réalisée par trois convertisseurs identiques à ceux utilisés pour piloter la génératrice.

Ces onduleurs sont dans ce cas synchronisés et délivrent des tensions triphasées sinusoïdales à 50 Hz qui sont ensuite élevées à la tension du réseau de distribution par l'intermédiaire d'un transformateur triphasé.

Le schéma de l'installation permettant d'alimenter une des étoiles de la machine est donné Figure 5.2.

Le rôle des onduleurs situés coté réseau est d'assurer le transfert de puissance du bus vers le réseau. Ils sont contrôlés dans le but de réguler la tension du bus DC. Ils seront sensés fonctionner toujours au même taux de modulation, les tensions de bus et de sortie du transformateur restant toujours identiques avec des facteurs de puissance élevés dans le but de limiter les pertes. En revanche, le courant qu'ils verront transiter dépendra de la puissance convertie par la turbine.

Trois dispositifs de filtrage sont utilisés. Le premier placé entre le transformateur et les onduleurs permet de limiter les harmoniques renvoyés sur le réseau. Même s'il est possible d'obtenir des signaux de bonne qualité du fait du fonctionnement à haut taux de modulation et à une fréquence élevée de MLI, il est nécessaire de filtrer ne serait-ce que la fréquence de cette MLI pour limiter les pertes, et donc l'échauffement, dans le transformateur.

Le deuxième filtre utilisé est placé entre les redresseurs et la machine, son rôle étant de limiter les variations importantes de tensions (dv/dt) dans les bobinages afin de garantir la durée de vie des isolants utilisés.

Un troisième filtre (non représenté Figure 5.2), appelé généralement filtre homopolaire, placé entre les neutres des 3 étoiles et la masse permet de limiter les courants de circulations hautes fréquences qui sont induits par la MLI. Ces courants qui transitent par la terre peuvent être la source de dégradation du système, par exemple des roulements.

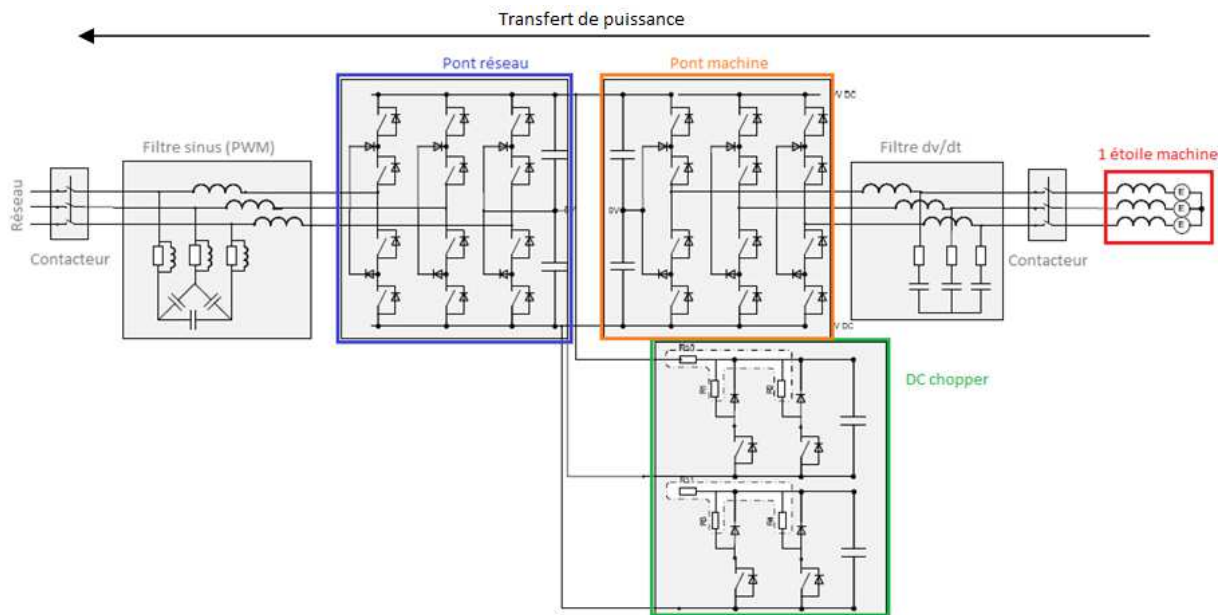


Figure 5.2 Système d'alimentation d'une étoile

Des organes d'ouvertures sont également présents entre les redresseurs et la génératrice, ainsi qu'entre le réseau et les onduleurs, dans le but de pouvoir déconnecter la génératrice du convertisseur et le système du réseau en cas de problèmes.

Le contrôle de la machine est réalisé selon le schéma de la Figure 5.3 : il repose sur la mesure des courants dans les phases de la machine qui sont transformés et conditionnés. Une régulation de ces courants est alors réalisée. La régulation permet de déterminer les tensions de références qu'il faut appliquer aux phases de la machine et ces tensions sont alors comparées au signal de porteuse qui permet de générer les signaux de commandes pour piloter les convertisseurs.

Il est également nécessaire de connaître la position du rotor. Celle-ci est déterminée à l'aide d'un estimateur de flux qui, à partir de la mesure des courants et des tensions, permet de recalculer, en connaissant les paramètres du schéma équivalent de la machine, les FEMs, la position du rotor ainsi que la vitesse.

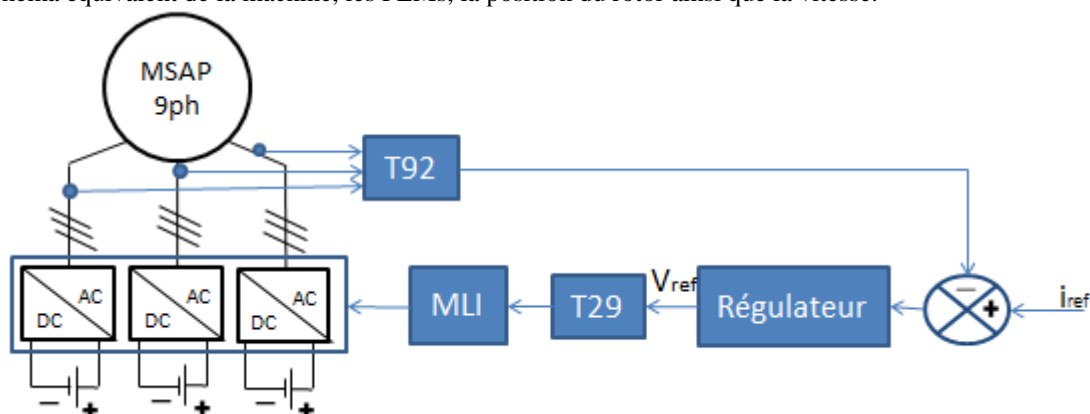


Figure 5.3 Principe du contrôle de la machine

Le fait que les dimensions soient importantes a nécessité certaines modifications dans le procédé de fabrication. Ainsi le diamètre imposant ne permet pas au stator d'être placé dans les cuves d'imprégnations. Néanmoins, le fait que le stator soit modulaire (obtenu à partir de bobines élémentaires pré assemblées), a permis de réaliser l'isolation de chaque élément avant leur insertion dans le stator.

Cette solution qui permet de réaliser l'isolation, permet aussi de pouvoir changer une bobine du stator avec plus de facilité. Cependant, elle rend plus complexe l'obtention d'un rayon d'alésage uniforme sur toute la circonférence et nécessite un nombre important de fixations.

Ces mêmes fixations devront supporter des efforts importants liés à la technologie choisie pour laquelle la largeur des dents est importante.

L'utilisation des aimants, même si cette technologie n'est pas entièrement nouvelle pour l'entreprise, apporte des difficultés supplémentaires, telles que, par exemple, la manipulation d'aimants magnétisés qui n'est pas très aisée. Cela est rendu d'autant plus difficile que, n'ayant pas les moyens d'effectuer la magnétisation au sein de l'usine, les aimants arrivent déjà magnétisés.

Dans le paragraphe qui suit, nous développerons quelques-unes des contraintes technologiques liées à l'électromagnétisme qu'il a été nécessaire de prendre en compte dans le procédé de fabrication de la machine.

2. Contraintes technologiques

2.1. Efforts au niveau des entrefers

Au niveau de l'alésage du stator, des efforts liés à la présence d'aimants tendent à rapprocher le rotor du stator. Théoriquement ces efforts sont compensés par la géométrie car le choix de la polarité est fait de manière à avoir des efforts symétriques comme on peut le voir sur la Figure 5.4 qui représente la pression magnétique sur les parties statoriques.

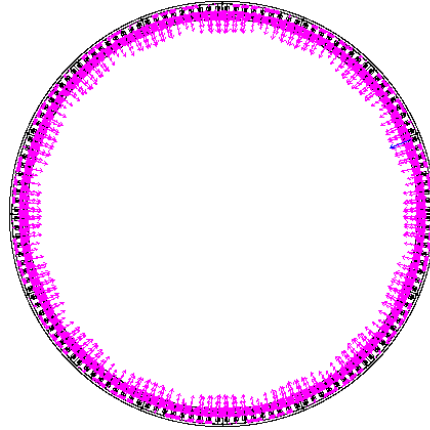


Figure 5.4 Pression magnétique sur toute la circonférence de la machine sans excentration

Au niveau de l'entrefer il est possible de déterminer les efforts normaux à partir de la connaissance de l'induction en utilisant l'expression de la force normale renseignée au chapitre 3.

On a donc connaissance de l'effort d'attraction entre le rotor et le stator et les efforts vus par les pôles d'un motif, obtenus à partir d'un calcul éléments finis 2D sont donnés Figure 5.5.

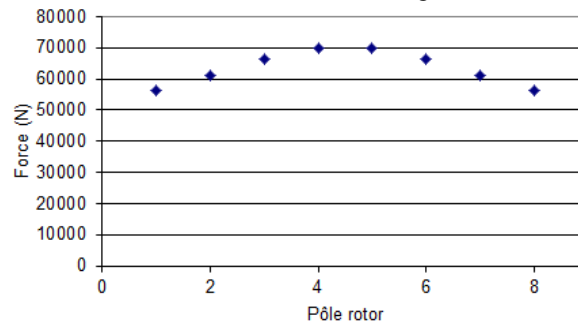


Figure 5.5 Effort normal vu par chaque pôle du motif à instant donné (Cas couple nominal)

La variation de cet effort d'un pôle à un autre n'est pas importante, les efforts sont donc assez bien répartis sur toute la périphérie de la machine dans cette direction. Il faut néanmoins que les fixations tiennent compte de cet effort.

Regardons maintenant ce qui se passe dans l'autre direction en utilisant l'expression de la force tangentielle ; cette force vue par chaque pôle et obtenue par éléments finis est alors donnée Figure 5.6.

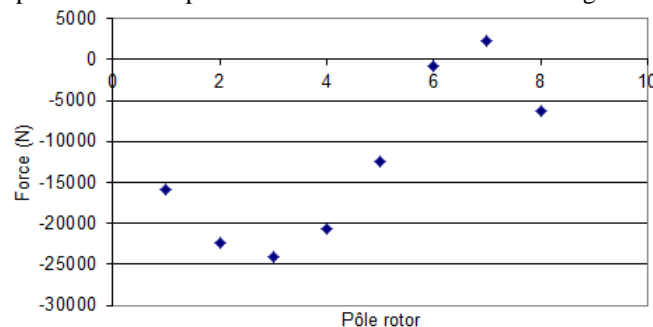


Figure 5.6 Effort tangential vu par chaque pôle du motif à un instant donné (En présence du couple nominal)

La variation d'un pôle à un autre est cette fois plus importante, la valeur moyenne de cette courbe permet de retrouver le couple à partir de l'expression [5.1]

$$C = \frac{N_{motif} \cdot R}{2\pi} \int_0^{2\pi} F_t d\theta \quad [5.1]$$

Ce cas ne correspond au cas le plus défavorable ; il est généralement plus sage de dimensionner les dispositifs de fixations pour des couples plus importants (couple de court-circuit maximum par exemple) car, en cas de surcharge ou de défaut, les couples vus par les différentes parties peuvent être plus importants. De plus, l'effet de la température sur les aimants conduit à modifier l'induction dans l'entrefer. Il faut donc tenir compte de cet impact, et déterminer alors les efforts les plus contraignants, c'est-à-dire quand les aimants sont « froids ».

Néanmoins, étant données les tolérances dimensionnelles, il est possible qu'il y ait des écarts sur ces forces ou que l'entrefer ne soit pas uniforme sur tout l'alésage, ce qui conduit à déséquilibrer les efforts sur le rotor.

Ces efforts doivent être absorbés par les roulements, il est donc nécessaire de les estimer au moment de réaliser la spécification des roulements.

D'autres efforts doivent également être pris en compte comme ceux dus à l'excentration, cas rencontré lorsque les centres du stator et du rotor ne sont pas confondus.

Ces écarts sur les positions des centres géométriques conduisent à avoir une répartition non uniforme de l'induction suivant l'entrefer et à créer des forces magnétiques non compensées par la géométrie (en anglais UMP : unbalance magnetic pull) dans la direction de cette excentration.

Pour cette machine, l'estimation de cette force (norme) a été réalisée et l'évolution en fonction de l'excentration est donnée Figure 5.7. Le calcul est réalisé dans le cas d'une excentration statique du rotor, quand la machine est à vide (en l'absence de courant au stator). Une force est déterminée pour chaque motif (16 forces calculées) la norme, de l'effort non compensé est obtenue, en tenant compte de toutes les contributions, l'excentration étant nulle quand le rotor et le stator sont coaxiaux.

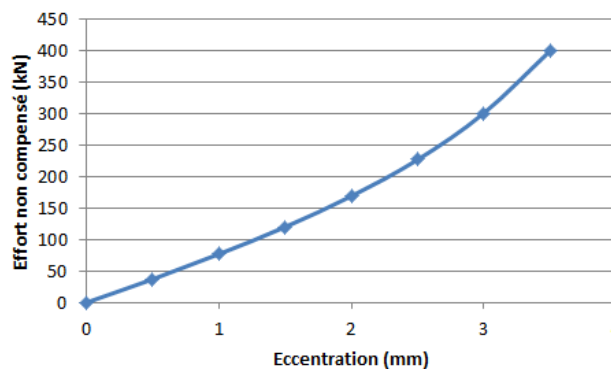


Figure 5.7 Evolution de l'UMP (Unbalance magnetic pull)

On s'aperçoit que cet effort est non négligeable. Il est donc très important de minimiser l'excentration et cela se traduit déjà au moment de la conception par l'utilisation de tolérances géométriques restreintes.

La réalisation du stator à partir de plusieurs modules différents conduit à laisser un jeu entre les différents éléments. Des lignes de champ traversent ce jeu, c'est d'ailleurs ce chemin qu'elles doivent suivre pour ne pas parcourir la carcasse massive qui serait la source de pertes importantes. Ce jeu conduit à avoir des efforts entre les deux éléments qui tendent à les rapprocher. Ces efforts s'ajoutent au couple et sont des sollicitations supplémentaires pour les fixations des éléments statoriques.

Le parcours des lignes de champ dans un élément statorique en présence d'un écart important est donné Figure 5.8.

On voit que les lignes de champ ne se répartissent pas de manière « équitable » entre les 2 « côtés » de l'élément ce qui conduit à avoir une différence importante d'induction au niveau de ces entrefers et donc à des efforts importants vus par le plot.

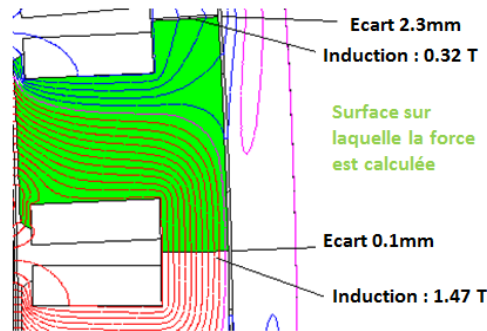


Figure 5.8 Lignes de champ dans un plot

Le fait d'avoir des écarts variables n'impacte que très légèrement les efforts entre le stator et le rotor comme on peut le voir Figure 5.9. En revanche, l'impact sur les efforts entre les plots stator est non négligeable comme on peut le voir Figure 5.10.

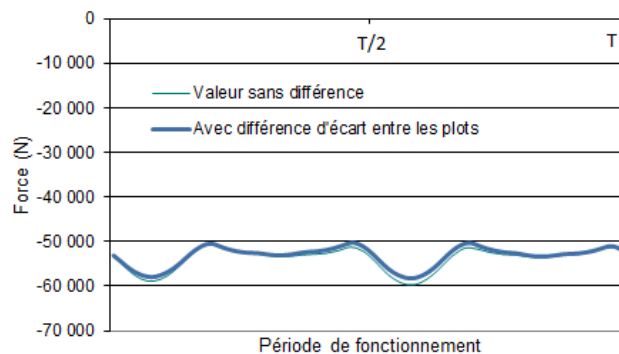


Figure 5.9 Impact de la variation des écarts entre les plots sur l'effort normal

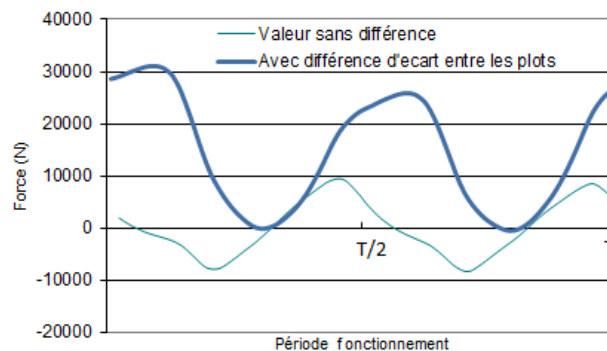


Figure 5.10 Impact de la variation des écarts entre les plots sur l'effort tangentiel

Pour limiter les efforts, il a été nécessaire de caler les plots, le but étant de garantir un écart suffisant entre les deux plots mais également d'éviter deux écarts différents vus par un plot avec les deux plots voisins.

2.2. Insertion des aimants

La manipulation des aimants est également une action complexe et certaines règles doivent être respectées dans le but de protéger les personnes. Tant que les aimants ne sont pas insérés dans la machine le risque est important.

L'insertion des aimants dans la machine n'est pas aisée puisque qu'ils ont tendance à être attirés par tous les éléments ferromagnétiques qui sont autour. Une fois insérés, les aimants sont placés dans un circuit magnétique fermé ; ils posent alors moins de problèmes.

Deux solutions ont été envisagées dans le but de placer les aimants à la surface du rotor de la machine

La première consiste à placer tous les aimants sur le rotor et d'ensuite faire l'insertion du rotor complet dans le stator comme cela est fait pour les autres machines. Le problème est que, dans ce cas, les efforts aux moments de l'insertion du rotor complet risquent d'être importants.

La force d'attraction entre le rotor et le stator de la machine a été déterminée à partir d'un calcul par éléments finis 3D et le modèle de calcul utilisé est donné Figure 5.11.

Nous avons pu déterminer la force d'attraction magnétique entre le stator et le rotor. La force est donnée en fonction de la position du rotor par rapport au stator en Figure 5.12.

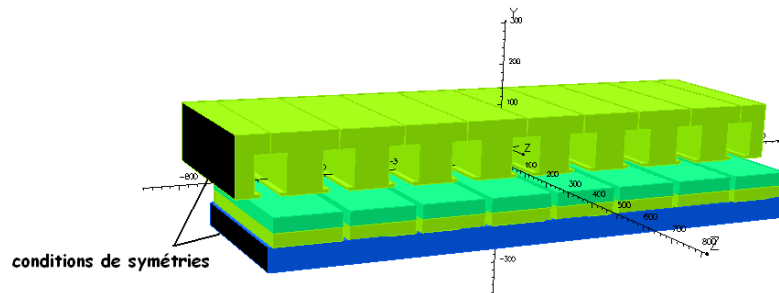


Figure 5.11 Modèle 3D utilisé pour le calcul

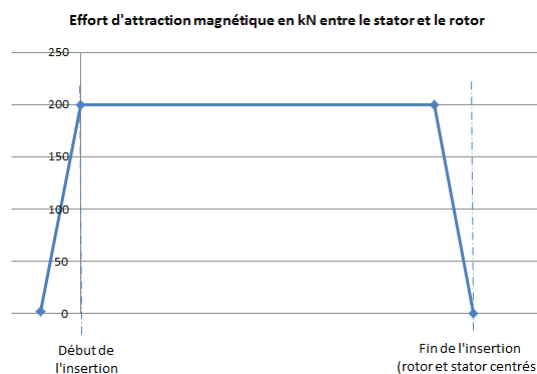


Figure 5.12 Effort d'attraction magnétique pendant l'insertion du rotor complet

Considérant les dimensions de la machine, il est plus simple de travailler avec les différents éléments horizontalement. En plus de l'effort électromagnétique, il y aura le poids de la structure. Le dispositif de manutention doit donc pouvoir supporter la somme de ces efforts. L'autre partie doit également être fixée de façon à s'assurer qu'elle ne se soulève pas par la force d'attraction des aimants même s'il semble que le poids de la structure soit plus important que l'effort d'attraction. Il faut également prévoir un système de guidage pour ne pas venir « coller » le rotor sur le stator pendant l'insertion.

La seconde solution consiste à placer les aimants après que la carcasse rotor soit placée au centre du stator. Les aimants sont alors amenés un par un dans la structure. L'effort sur chaque aimant a également été déterminé à partir d'un calcul éléments finis 3D. L'effort maximal entre le pôle qui est en train d'être inséré et le stator n'est plus alors que de 3kN.

En plus des efforts sur les pôles au moment de leur insertion, il faut également prendre en compte le couple résultant des aimants en position. Il ne faut pas que ce couple devienne plus important que celui que peut supporter le dispositif de blocage du rotor au risque de casser du matériel.

Par ailleurs certaines configurations dans laquelle il est possible d'être en présence d'un couple de détente important peuvent conduire à casser le dispositif de blocage pour aller se placer dans une position d'équilibre dans laquelle le couple est nul.

Il faut donc pour ce moyen d'insertion des aimants prévoir un ordre de montage tenant compte de la position dans laquelle sera placé le rotor par rapport au stator.

2.3. Court-circuits

Comme mentionné au chapitre 3, les cas de court-circuits qui peuvent être rencontrés sont limités par le choix de ne pas connecter les neutres des 3 étoiles du bobinage et par le fait que l'impédance entre les neutres et la masse soit très grande.

Les cas de court-circuit qui peuvent alors être rencontrés sont les court-circuits entre spires, les court-circuits entre une phase et le neutre et les court-circuits entre les phases d'une même étoile.

Les cas de court-circuits qui auront le plus d'impact sur la machine sont ceux qui impliqueront les phases complètes de la machine, ce qui est le cas sauf pour le court-circuit entre spires d'une même bobine.

Comme on l'a vu au chapitre 3, le couple de court-circuit va dépendre de plusieurs paramètres : l'un d'eux étant l'instant du court-circuit, un autre étant le point de fonctionnement au moment du défaut. En se plaçant dans le cas le plus défavorable, c'est-à-dire un fonctionnement à puissance nominale et un court-circuit se produisant à l'instant où le couple maximal sera le plus important, on obtient les courbes de couples et de courants de la Figure 5.13 pour un court-circuit triphasé de la machine et de la Figure 5.14 pour le cas d'un court-circuit biphasé.

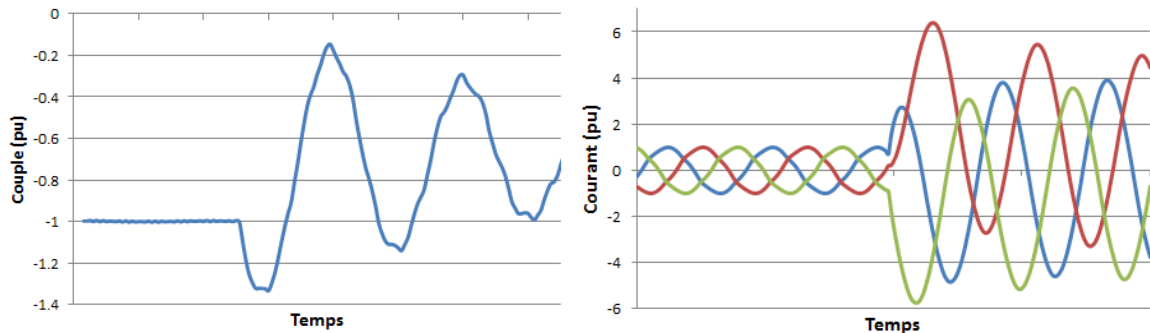


Figure 5.13 Couple (à gauche) et courants (à droite) dans l'étoile en défaut en présence d'un court-circuit triphasé

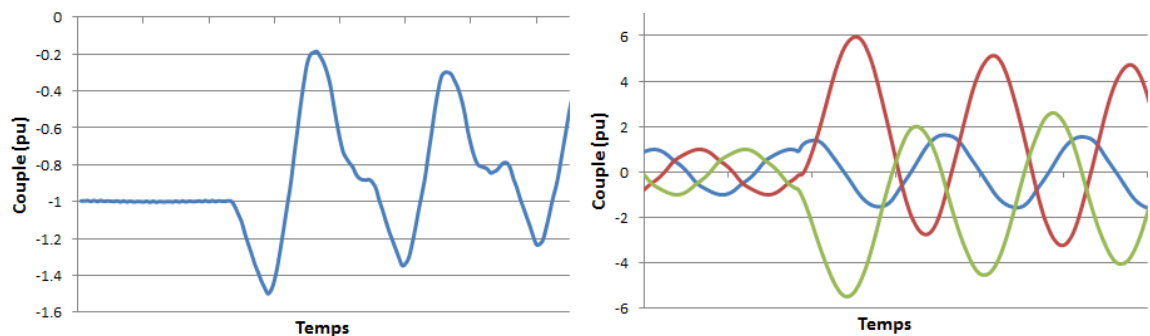


Figure 5.14 Couple (à gauche) et courants (à droite) dans l'étoile en défaut en présence d'un court-circuit biphasé

Contractuellement, le couple maximal rencontré doit rester inférieur à 1.6 fois le couple nominal. On observe que dans les cas présentés le couple n'atteint pas cette valeur.

On remarque aussi que le court-circuit le plus contraignant en terme de courant est le court-circuit triphasé et que le plus contraignant en terme de couple est le court-circuit biphasé.

Les courbes des figures ne tiennent pas compte de la dynamique du système, elles sont réalisées à une vitesse constante et sans tenir compte de la réaction du système (ouverture des convertisseurs, démagnétisation) au moment où le défaut sera détecté.

En effet, au moment du court-circuit, la partie contrôle va détecter une anomalie, car les courants mesurés dépasseront les limites de fonctionnement et réagiront en conséquence.

L'objectif est d'ouvrir les redresseurs très rapidement pour les protéger et par ailleurs il sera demandé à la turbine de s'arrêter. L'arrêt de la turbine est réalisé dans ce cas uniquement en utilisant le « pitch », on met les pales de manière à ce que le vent n'engendre pas d'effort sur la transmission entre les pales et la génératrice.

En cas de court-circuit, il est difficile d'utiliser les convertisseurs pour aider à freiner la turbine, mais ce n'est pas impossible. Des stratégies pour arrêter la turbine sont actuellement à l'étude : le but est d'identifier les parties saines et de faire une reprise au vol puis d'imposer un couple de freinage (proche du couple délivré par la turbine), pour essayer de stopper le système plus rapidement qu'en utilisant uniquement les pales.

Une fois la machine arrêtée, dans un premier temps on essaie de redémarrer pour voir si le défaut est toujours présent ou si c'est une *fausse* erreur provenant du contrôleur ou d'un capteur.

Il est également possible que le défaut se situe au niveau des convertisseurs. Dans ce cas, ce sont les dispositifs de coupures placés entre le convertisseur et la génératrice qui doivent ouvrir le circuit. Ces dispositifs doivent donc être capables d'ouvrir le courant maximal de court-circuit.

La validation du couple de court-circuit, critère très important pour le dimensionnement des parties mécanique d'un système, et la prise en compte des contraintes mentionnées dans cette partie ont permis de concevoir les parties mécaniques (carcasses, réflexion sur les moyens de fixations des parties actives de la génératrice) et de réaliser les plans.

Bien que pendant cette phase, des calculs d'ordre électrique ou magnétique peuvent être nécessaires afin de valider des tolérances géométriques ou des choix de matériaux, la contribution apportée par le développeur électrotechnicien est très faible.

En revanche, la préparation des essais est l'étape importante suivante. Le paragraphe qui suit va présenter les essais qui ont été envisagés afin de valider les performances de la machine.

3. Essais

Les essais devant être réalisés sur les machines sont les essais standards conformes aux normes sur les machines électriques. Ces essais sont réalisés dans le but de tester la plupart des machines avant leur départ sur site et leur mise en œuvre pour les tâches pour lesquelles elles sont destinées.

Néanmoins, dans le cadre d'une machine ayant des dimensions imposantes, un couple nominal plus important que la plupart des machines produites par l'entreprise, et nécessitant l'utilisation d'un nombre important de convertisseurs de puissance, une solution était indispensable car les moyens d'essais internes à l'entreprise n'étaient pas adaptés à la très basse vitesse, ni au fort couple.

Les essais mis en place doivent nécessairement vérifier les points suivants :

- les performances électromagnétiques : tension induite, rendement...
- l'échauffement : températures au sein de la machine en fonction du refroidissement

Le but sera également de tester le générateur en présence de modes dégradés. Plus précisément nous chercherons à valider les puissances pouvant être atteintes en cas de défaut de l'alimentation ou de défauts des systèmes de refroidissement.

Le paragraphe suivant présentera les essais réalisés. Les points de fonctionnements seront également estimés dans le but de définir les moyens nécessaires pour réaliser ces essais.

3.1. Essais à vide

Le but de ces essais est de déterminer les tensions induites (FEM) à vide, ainsi que les pertes à vide.

Pour cela il est nécessaire d'entraîner la machine en rotation à différentes vitesses, en l'absence de charge mécanique (couple nul).

Deux types d'essais peuvent être réalisés et des synopsis de ces essais sont donnés Figure 5.15.

Dans le premier cas, la machine que l'on veut tester est entraînée par une autre machine. La connaissance des performances de la machine utilisée pour l'entraînement permet de déterminer les pertes consommées dans la génératrice testée. La mesure des tensions aux bornes des phases de la machine permet de déterminer la tension de la génératrice.

Dans le second, on utilise un convertisseur de puissance pour alimenter la génératrice, on effectue alors une commande en vitesse. Les pertes sont obtenues en déterminant la puissance consommée par la machine. Les tensions induites sont reconstituées en ayant la connaissance des tensions, des inductances et des résistances des phases. Dans ce cas, il y a un courant (même si son intensité est faible) qui parcourt les conducteurs ; il y a donc également des pertes par effet Joule qui sont mesurées et qu'il faut déduire pour se ramener aux pertes déterminées dans l'essai précédent.

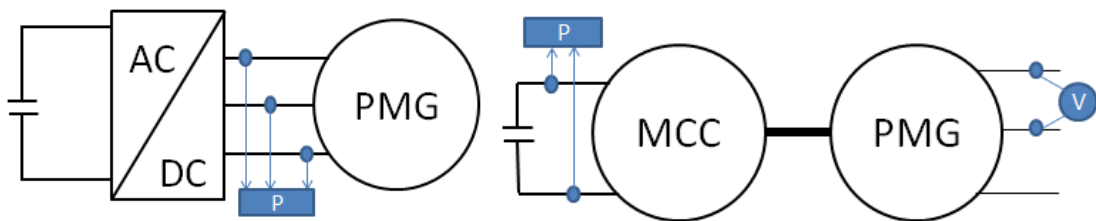


Figure 5.15 Configurations pour réaliser les essais à vide : avec alimentation par des convertisseurs (à gauche) et avec utilisation d'une machine à courant continu (à droite), prototype testé (PMG)

Dans les pertes à vide mesurées on retrouve :

- les pertes mécaniques ;
- les pertes par courants induits à vide dus à l'encochage dans toutes les parties de la machine ;
- les pertes fer (pertes dans les tôles ferromagnétiques).

Une partie de ces pertes (pertes par courants induits et pertes fer) seront légèrement modifiées par la présence de courant dans les conducteurs quand l'essai est réalisé avec des convertisseurs. En effet, les pertes fer au niveau des dents, qui dépendent de la forme de l'induction, seront modifiées du fait de la modification de l'induction en présence des courants.

Les pertes à vide ont été estimées dans le but de déterminer les performances de la machine nécessaire pour entraîner la génératrice. Ces pertes seront dépendantes de l'induction. L'induction dans la machine va quant à elle dépendre des performances des aimants ; comme ces performances dépendent de la température, il est nécessaire d'en tenir compte pour la détermination des pertes.

Rappelons également que les pertes seront plus faibles quand la température des aimants sera plus élevée.

La température au sein de l'atelier se situe autour de 20°C : il est donc nécessaire de prendre en compte les performances maximales à cette température des aimants retenus dans cette affaire.

Les pertes estimées pour le point à vitesse nominale sont de 90kW.

La décomposition de ces pertes obtenues à partir d'un calcul éléments finis est donnée Table 5.6.

Table 5.6 Décomposition des pertes à vide de la machine

Localisation	Pertes (kW)
Tôles stator	60
Carcasse stator	10
Aimants	12
Autres pertes au rotor	3
Mécaniques	5

Pendant les essais, il sera également nécessaire d'effectuer un essai en survitesse pour valider le comportement mécanique jusqu'à la vitesse spécifiée par le client. La survitesse contractuelle est de 15 tr/min, il faut donc que la machine d'entraînement puisse atteindre cette vitesse. Les pertes estimées à 15 tr/min sont de 150kW soit un couple de 95.5kNm.

Aucune machine du parc de la plateforme d'essai n'est capable de délivrer ce couple à la vitesse demandée, le couple n'étant pas le problème mais bien la vitesse. Par exemple, pour utiliser une machine asynchrone en V/f il faudrait la piloter à moins d'1 Hz ce qui est très complexe. Il serait bien évidemment possible d'utiliser une boîte de vitesse pour obtenir ce couple mais cela reviendrait à complexifier la chaîne de transmission ou à réaliser un multiplicateur adapté pour cet essai. De plus, il serait nécessaire de connaître précisément les pertes de celle-ci.

Après consultation chez un sous-traitant proposant des machines à la location, une machine a été identifiée, les caractéristiques de cette machine sont données Table 5.7.

Table 5.7 Caractéristique de la machine à courant continu utilisée pour les essais à vide

Paramètres	Valeur
Puissance nominale	700 kW
Vitesse nominale	110 rpm
Couple nominal	60.8 kNm
Couple max. (30 min)	79kNm

Pour réaliser les essais, il sera nécessaire d'utiliser la machine dans un autre service de fonctionnement. Le fonctionnement en continu (service S1) ne sera pas possible : il faudra laisser refroidir la machine en l'arrêtant après une demi-heure de fonctionnement et on pourra réaliser un démarrage par heure.

On s'aperçoit également que le point de fonctionnement estimé pour la survitesse sort de la plage de fonctionnement de la machine à courant continu. Néanmoins, en vérifiant la température et les grandeurs (courant, tension) de l'induit et de l'inducteur et vu que la durée de ce test est très faible (2 min pour valider l'essai), nous avons pu réaliser le test en survitesse car les différentes parties n'ont pas le temps de chauffer.

Des essais ont été réalisés pour caractériser la machine à courant continu. La caractéristique des pertes mécaniques qui sera nécessaire pour la séparation des pertes (séparation des pertes consommées par la machine testée et les pertes de la machine d'entraînement) est donnée Figure 5.16. Les températures des bobinages seront également mesurées pendant les essais afin d'avoir une estimation précise des pertes par effet Joule de la machine d'entraînement.

Les dimensions de cette machine étant moins importantes que la génératrice à tester, il sera nécessaire de la surélever et de réaliser un dispositif afin d'accoupler les machines. Une photo du banc de test est donnée Figure 5.17.

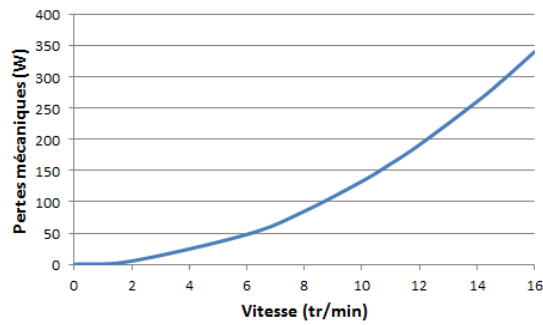


Figure 5.16 Pertes mécaniques de la machine à courant continu en fonction de la vitesse de rotation



Figure 5.17 Banc de test essai à vide avec machine à courant continu

3.2. Essai en court-circuit

On met en court-circuit les phases des étoiles. Puis, on entraîne la machine à la vitesse permettant d'avoir le courant nominal dans les phases de la génératrice.

On relève la puissance en entrée de la machine d'entraînement et le courant dans le stator de la génératrice. Le schéma électrique de l'essai est donné Figure 5.18.

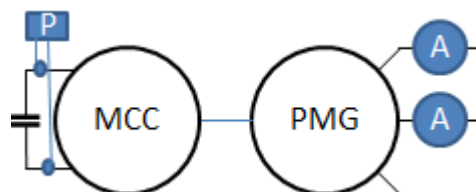


Figure 5.18 Schéma de l'essai en court-circuit

Cet essai permet de déterminer les pertes dans le cuivre de la machine et les pertes supplémentaires. Le but est d'identifier la valeur de la vitesse nécessaire pour obtenir le courant nominal dans les phases de la génératrice et trouver une machine qui pourra réaliser l'entraînement. Pour réaliser cela, on se base sur le modèle équivalent simplifié de la Figure 5.19.

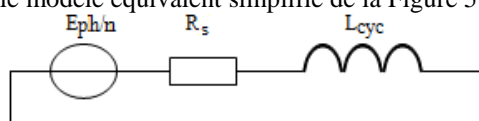


Figure 5.19 Modèle monophasé équivalent de la génératrice à tester

On fait l'hypothèse que l'inductance cyclique déterminée au point nominal sera celle de la machine au moment de l'essai. Étant donné le niveau d'induction au point nominal, cette valeur doit être légèrement sous-estimée.

Dans le cas d'une machine à aimant permanent, l'expression de la force électromotrice peut être mise sous la forme [5.2].

$$E_{ph/n} = k_E \Omega = \frac{k_E 2\pi f}{p} \quad [5.2]$$

où k_E représente le coefficient de force électromotrice, Ω la vitesse de rotation en rad/s, f la fréquence et p le nombre de paires de pôles.

On cherche à obtenir la vitesse qui permet de retrouver le courant nominal dans les phases de la machine. Pour cela on a besoin de l'expression [5.3] qui donne l'expression du courant dans les phases.

$$I_{cc} = \frac{E_{ph/n}}{\sqrt{R_s^2 + (L_{cyc} \omega)^2}} \quad [5.3]$$

En détaillant l'expression du courant pour faire ressortir la fréquence on obtient [5.4].

$$I_n = \frac{k_E 2\pi f}{p \sqrt{R_s^2 + (L_{cyc} 2\pi f)^2}} \quad [5.4]$$

Les paramètres qui interviennent dans l'expression pour le prototype sont donnés Table 5.8.

Table 5.8 Paramètres utilisés pour le point de fonctionnement en court-circuit

Paramètre	Valeur
Coefficient de la FEM	401.9 Vs
Résistance par phase	10.1 mΩ
Courant nominal	1545 A
Inductance cyclique	2.2 mH

La fréquence identifiée est de 0.49 Hz, ce qui correspond à une vitesse proche de 0.5 tr/min.

La puissance estimée pour ce point de fonctionnement est de 224 kW, soit un couple de 4.28 MNm.

Une vérification à l'aide une simulation par éléments finis a été réalisée dans le but de tenir compte des valeurs d'inductances de l'essai. Les valeurs trouvées sont données Table 5.9.

Table 5.9 Estimation avec les éléments finis du point de fonctionnement en court-circuit

Paramètre	Valeur
Vitesse	0.53 tr/min
Couple	3.86 MNm
Puissance	214 kW

Il faut ajouter les pertes mécaniques à cette valeur pour déterminer la puissance nécessaire en sortie de la machine d'entraînement. Deux solutions peuvent alors être proposées dans le but de réaliser cet essai :

- **Solution 1:** sans multiplicateur et avec une machine à courant continu de rendement 90%:
La puissance de la machine alors nécessaire est d'environ 250 kW.
Il faut, dans ce cas, une machine de 250 kW à 0.53 tr/min (soit un couple de 4.8 MNm)
- **Solution 2:** avec multiplicateur de rapport 1/100 ayant un rendement de 90% et une machine de rendement 90%:
La puissance de la machine alors nécessaire est d'environ 276 kW.
Il faut, dans ce cas, une machine de 276 kW à 53 tr/min (soit un couple de 53 kNm)

La solution 1 nécessite d'avoir une machine produisant un couple important à basses vitesses ou d'avoir une machine équivalente à celle que l'on veut tester.

Seules des machines avec des nombres de pôles moins importants que le prototype à tester ont des couples de cette valeur parmi les machines de l'entreprise. Ceci nécessite un fonctionnement à des fréquences très faibles (avec 10 pôles pour tourner à 0.5 tr/min, la fréquence doit être de 0.041 Hz).

Travailler, de manière permanente, à de telles fréquences pour un variateur de vitesse est difficile. En outre, les moyens de mesures sont peu courants et donc très coûteux d'autant qu'il n'est pas rare pour les machines d'avoir des comportements « instables » : vibrations importantes.

Dans le cas d'une machine équivalente, il est intéressant de réaliser un essai « back to back », ce qui permet non seulement de réaliser l'essai en court-circuit, mais aussi, plus généralement, de qualifier la machine.

La solution 2 peut s'apparenter à l'utilisation d'une technologie de boîte de vitesse utilisée pour les solutions éoliennes de type MADA. Pour la machine étudiée, plusieurs machines du parc de la plateforme d'essais pourraient être utilisées pour ce point de fonctionnement.

Cependant l'utilisation d'une boîte de vitesse nécessiterait beaucoup de travail de conception pour réaliser l'accouplement des différentes parties : machine d'entraînement, boîte de vitesse et génératrice à tester.

Etant donné la complexité de mise en œuvre, il a été décidé de ne pas réaliser d'essai en court-circuit dans le but de soumettre la génératrice aux pertes par effet Joule nominales. Néanmoins, un autre essai permettant de se placer dans ces conditions en utilisant les convertisseurs est possible, cet essai est généralement appelé essai déwatté.

3.3. Essai déwatté

Cet essai consiste à ajouter du courant dans l'axe en quadrature de la tension induite (flux réduisant le flux des aimants), de manière à ce qu'il ne produise pas de couple mais uniquement des pertes. Le point de fonctionnement du système est à facteur de puissance proche de zéro.

Le diagramme des tensions pour ce mode de fonctionnement est donné Figure 5.20.

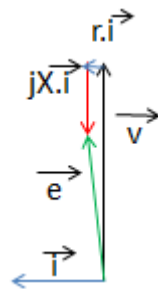


Figure 5.20 Diagramme vectoriel pour l'essai déwatté

Le pilotage de la machine est effectué manuellement en boucle ouverte et on entraîne la machine à une vitesse souhaitée (identique à la réalisation de l'essai à vide avec les convertisseurs). On ajoute ensuite du courant dans l'axe en quadrature jusqu'à atteindre le courant nominal.

Dans cet essai, même s'il permet d'obtenir les pertes Joule à puissance nominale, il ne permet pas d'obtenir les pertes fer à vitesses nominales car le courant ajouté réduit l'induction dans les parties magnétiques de la machine, comme on peut le voir Figure 5.21.

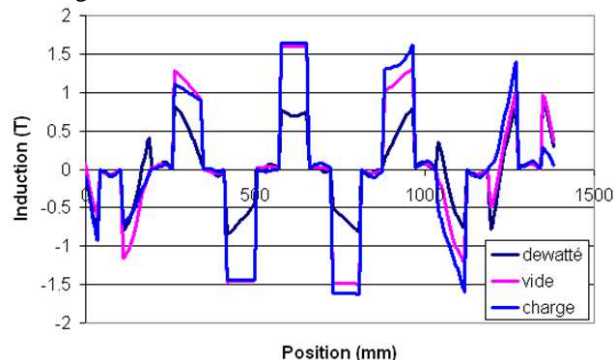


Figure 5.21 Induction dans les dents pour différents modes de fonctionnement

Les pertes dans le fer seront donc plus faibles que les valeurs nominales (estimation des pertes « à vide » pour cet essai 37.4 kW), et le risque de démagnétisation sera plus grand. Il faudra veiller à ce que la température des aimants reste basse au cours de cet essai.

N'étant pas en présence de toutes les pertes, l'échauffement mesuré au cours de cet essai ne reflètera pas celui du fonctionnement au point nominal. En revanche, il est possible avec cette configuration de se retrouver en

présence de 75% pertes, cas qui est demandé pour un fonctionnement en mode dégradé du système de refroidissement.

Ce cas est même plus contraignant car la répartition des pertes ne sera pas celle qui existera en fonctionnement réel sur site : en effet, dans l'atelier, il n'y a pas de vent pour contribuer au refroidissement de la machine.

3.4. Essai en opposition (« back to back » en anglais)

L'essai « back to back » consiste à utiliser 2 machines (le plus souvent identiques) dans le but de les tester à divers points de fonctionnement.

Le principe est d'accoupler les machines. L'une d'entre elles fonctionne en moteur, elle utilise la puissance électrique du réseau pour donner un couple (puissance mécanique) sur l'arbre de transmission qui est placé entre les deux machines. L'autre récupère ce couple et le retransforme en puissance électrique pour être redistribuée au même réseau que celui utilisé pour alimenter la machine précédente. De cette manière, la puissance qui est consommée par l'installation complète correspond aux pertes des différents éléments composant l'installation.

Dans le but de tester le système complet (machine + convertisseur), il a été décidé d'effectuer la connexion au niveau du réseau de 900V/50 Hz comme cela est décrit Figure 5.22. Cela est rendu possible par le fait que nous disposons des convertisseurs conçus pour la machine et que, dans la même armoire sont installés le redresseur et l'onduleur.

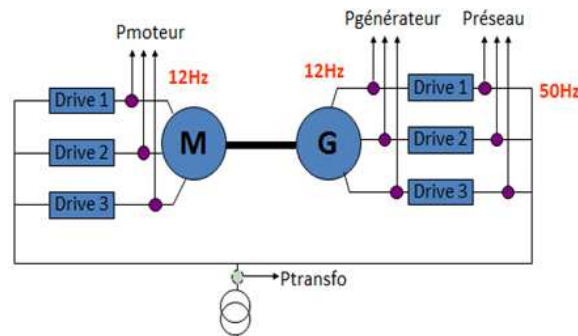


Figure 5.22 Schéma de l'installation pour les essais « back to back »

Il est néanmoins nécessaire de réaliser un réseau de 900V/50 Hz au niveau de la plateforme d'essai et de veiller à ce que la puissance (la somme des pertes) qu'il est nécessaire de tirer sur ce réseau soit cohérente avec l'installation.

Suite à des contraintes sur les bus DC (les valeurs des capacités utilisées étaient trop faibles étant donné la fréquence d'utilisation des convertisseurs) nous avons finalement opté pour la configuration de la Figure 5.23 pour valider les points de fonctionnements de la machine.

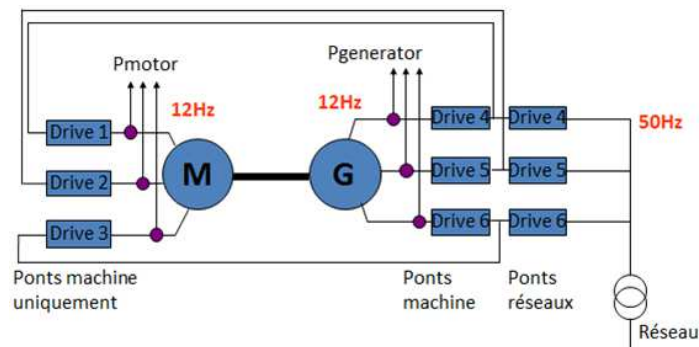


Figure 5.23 Modification de l'installation

La validation des points de fonctionnement du convertisseur a quant à elle été réalisée en utilisant une seule étoile de la génératrice et en fonctionnant jusqu'à un tiers du couple nominal. Le schéma de l'installation est donné Figure 5.24 pour cette configuration. Cela a également permis de déterminer les performances de la machine quand elle fonctionne uniquement sur l'une de ses trois étoiles.

Dans le but de tester la machine fonctionnant en génératrice, les puissances et les rendements des différents composants de l'installation dans le cas de la Figure 5.22 sont donnés Table 5.10.

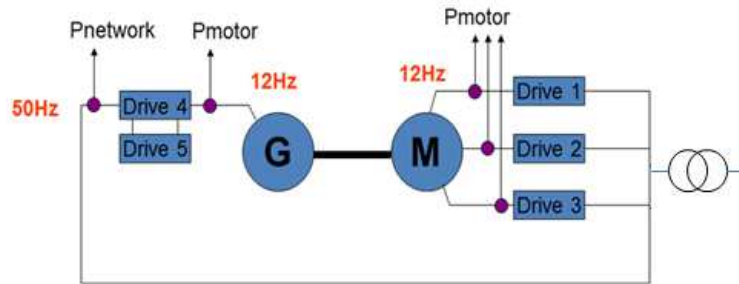


Figure 5.24 Schéma de l'installation pour l'alimentation d'une étoile de la génératrice

Table 5.10 Puissances rencontrées en présence de la puissance nominale sur l'arbre

Puissance sur l'arbre	6704 kW	Couple	5.57 MNm
Puissance générateur	6395 kW	Rendement générateur	95.43%
Puissance moteur	7000 kW	Rendement moteur	95%
Puissance sortie convertisseurs (générateur)	6203 kW	Rendement variateurs (moteur)	97%
Puissance entrée convertisseurs (moteur)	7216 kW	Rendement variateurs (générateur)	97%
Somme des pertes	1013 kW	Puissance apparente réseau	1200 kVA

Le courant dans le convertisseur devant alimenter la machine fonctionnant en moteur dépasse la valeur maximale que peuvent voir les composants en cycle long de fonctionnement. Il faudra, dans ce cas, limiter ce courant, ce qui va conduire à réduire le couple transmissible sur l'arbre lors de longues périodes de fonctionnement.

Cela ne pose pas de problèmes dans le but de tester la machine à ses points de fonctionnements. En revanche, l'essai d'échauffement qui doit valider le comportement thermique de la solution ne pourra pas être effectué au couple nominal.

L'essai d'échauffement a donc été réalisé sur la machine utilisée en moteur quand celle-ci voit le courant nominal (et donc les pertes nominales) : ce point de fonctionnement est décrit Table 5.11.

Table 5.11 Point de fonctionnement pour l'essai d'échauffement tenant compte de la limitation de courant

Puissance sur l'arbre	6350 kW	Couple	5.3 MNm
Puissance générateur	6070 kW	Vitesse	11.5 tr/min
Puissance moteur	6650 kW	Rendement générateur	95.54%
Puissance sortie convertisseurs (générateur)	5888 kW	Rendement moteur	95.46%
Puissance entrée convertisseurs (moteur)	6856 kW	Rendement variateurs moteur	97%
Somme des pertes	968 kW	Rendement variateurs générateur	97%

Évidemment, cette estimation a été réalisée avant de connaître les rendements exacts des différentes parties de l'installation. Au cours des essais nous nous contenterons de limiter le courant dans le convertisseur alimentant le moteur.

Le but, dans cet essai, est de récupérer le maximum d'informations possible. Le client a besoin de la puissance mécanique et de la puissance en sortie des convertisseurs associés à la machine fonctionnant en génératrice dans le but de valider les performances du système global qui est à la base de la commande.

En plus des convertisseurs et de la génératrice, tous les systèmes de refroidissement et de contrôle des différents organes indispensables au fonctionnement des deux machines sont nécessaires pour réaliser ces essais. Une photo des machines pendant les essais est donnée Figure 5.25, et les trois convertisseurs alimentant l'une des machines sont présentés Figure 5.26.

Une fois tous les équipements mis en place, il a fallu également de nombreuses heures de mise en service des convertisseurs avant de pouvoir réaliser un essai dans lequel de la puissance fut échangée entre les 2 machines. De plus, la présence d'autres machines également en tests sur le même réseau de l'usine, ainsi que l'utilisation d'équipements (transformateurs) non dédiés (ou conçus) pour ces essais ont rendu les choses plus difficiles encore.



Figure 5.25 Photos des machines pendant les essais « back to back »

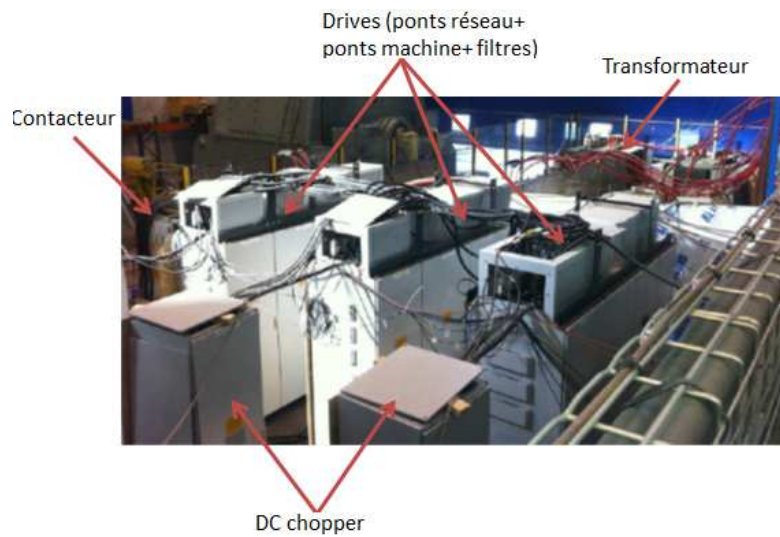


Figure 5.26 Systèmes alimentant l'une des machines pendant les essais

D'autres configurations souhaitées par le client, n'ont pas pu être réalisées à cause des moyens disponibles. Par exemple, il n'a pas été possible de réaliser des « grid faults » correspondant à des pertes de tensions réseaux car il n'était pas possible de simuler cela avec uniquement un transformateur branché sur le réseau.

Durant les essais, la méthode utilisée pour déterminer le rendement des machines implique les points suivants :

- l'hypothèse que les deux machines voient les mêmes pertes à vide est réalisée ;
- les mesures permettent de déterminer les valeurs de la Table 5.12.

Table 5.12 Grandeurs mesurées pendant l'essai back to back

Valeur mesurée	Symbole
Puissance sur la boîte à bornes du moteur	P_{moteur}
Puissance sur la boîte à bornes du générateur	$P_{\text{générateur}}$
Courant dans les phases du moteur	I_{moteur}
Courant dans les phases du générateur	$I_{\text{générateur}}$
Température du cuivre dans le moteur	θ_{moteur}
Température du cuivre dans le générateur	$\theta_{\text{générateur}}$

- Les pertes par effet Joule des deux machines sont déterminées avec [5.5] et [5.6], les résistances prises en compte tiennent compte de la température mesurée.

$$P_{J \text{ moteur}} = 9.R_S(\theta_{\text{moteur}}).I_{\text{moteur}}^2 \quad [5.5]$$

$$P_{J \text{ générateur}} = 9.R_S(\theta_{\text{générateur}}).I_{\text{générateur}}^2 \quad [5.6]$$

- Les pertes à vide des machines sont déterminées avec [5.7]

$$P_{\text{vide}} = P_{\text{moteur}} - P_{\text{générateur}} - P_{J \text{ moteur}} - P_{J \text{ générateur}} \quad [5.7]$$

- Les rendements des machines peuvent alors être obtenus à partir des expressions [5.8] et [5.9]

$$\eta_{\text{moteur}} = \frac{P_{\text{moteur}} - P_{J \text{ moteur}} - P_{\text{vide}}}{P_{\text{moteur}}} \quad [5.8]$$

$$\eta_{\text{générateur}} = \frac{P_{\text{générateur}}}{P_{\text{générateur}} + P_{J \text{ générateur}} + P_{\text{vide}}} \quad [5.9]$$

- La puissance sur l'arbre peut être obtenue avec [5.10] ou [5.11]

$$P_{\text{arbre}} = P_{\text{moteur}} - P_{J \text{ moteur}} - P_{\text{vide}} \quad [5.10]$$

$$P_{\text{arbre}} = P_{\text{générateur}} + P_{J \text{ générateur}} + P_{\text{vide}} \quad [5.11]$$

La méthode proposée par la norme IEC 60034-4 n'a pas été utilisée ici. Elle propose l'expression [5.12] pour déterminer les pertes qui suppose que les deux machines voient le même courant et donc les mêmes pertes. Ce n'était pas le cas pendant les essais qui ont été réalisés. De plus, pendant les essais, les températures des 2 machines étaient différentes.

$$\eta_{\text{moteur}} = \eta_{\text{générateur}} = 1 - \frac{P_{\text{moteur}} - P_{\text{générateur}}}{P_{\text{moteur}} + P_{\text{générateur}}} \quad [5.12]$$

Il est également nécessaire de mentionner que ces essais ne sont pas les seuls réalisés sur la machine ; d'autres essais électriques ont permis de valider l'isolation (résistances d'isolement, index de polarisation, test diélectrique...) ou de déterminer les éléments du schéma équivalent (la résistance des phases et les inductances), ou encore de vérifier le montage, la polarité, le sens de bobinages des bobines...

Des mesures d'ordres non électriques ont également été nécessaires :

- contrôles dimensionnels ;
- mesure des courants de paliers ;
- vérification de l'entrefer.

Comme on peut le constater, de nombreux contrôles sont réalisés, que ce soit avant l'assemblage des éléments soient assemblés ou à différentes étapes du montage. Ces essais font partie du processus qualité mis en place afin de déceler le plus tôt possible un défaut de fabrication. Les essais détaillés ici sont ceux réalisés sur la machine finie qui permettent de valider les performances électromagnétiques et thermiques de la machine.

Au moment de figer le dimensionnement de la machine, des outils développés, dédiés aux machines à « plots », ont permis d'estimer les performances. Dans le but de valider ces outils mais également de s'assurer que la machine est conforme à la spécification, nous allons maintenant confronter les mesures aux performances estimées.

4. Confrontations des résultats

Les délais demandés par le client n'ont pas permis de réaliser tous les essais sur la première machine. Cette machine a été installée sur site avant que des tests avec courants n'aient été réalisés. Un troisième prototype a été réalisé dans le but d'effectuer des essais en charge. Etant donné que le temps nécessaire à la réalisation d'une machine est important, des essais déwattés ont été réalisés sur le deuxième prototype avant que la première machine soit installée afin d'essayer d'estimer l'échauffement, de tester la machine avec ces convertisseurs, de valider le contrôle machine et de prédire d'éventuels problèmes.

Trois prototypes ont finalement été réalisés sur le même design et les essais qui ont été réalisés sur ces machines sont listés Table 5.13.

Table 5.13 Essais réalisés sur chaque prototype

Essais	A vide	En court-circuit	Déwatté	Back to back
Générateur 1	Entraîné avec machine DC			
Générateur 2	Entraîné avec machine DC et convertisseur		x	x
Générateur 3	Entraîné avec convertisseur			x

Toutefois, les premières actions qui ont été réalisées concernent les plots, pour lesquels il a fallu valider le processus de réalisation de l'isolation utilisant la « resin rich » et leur tenue en tension (test diélectrique).

Pour cela une procédure a été suivie dans le but de vérifier les éléments avant qu'ils soient placés dans le stator.

Afin de vérifier que les informations échangées avec les personnes en charge du contrôle de la machine sont bonnes, il est nécessaire de valider les éléments du schéma équivalent et principalement les inductances. Les mesures obtenues sont maintenant présentées.

4.1. Inductances

Au cours des essais réalisés sur un plot seul, la résistance et l'inductance d'un élément placé dans l'air a pu être déterminée.

Les mesures de résistances d'un élément ont également été faites dans le but de valider l'estimation de la résistance par phase qui sera rencontrée. Un écart relatif de 1.1% est alors trouvé entre la mesure et l'estimation.

D'autres essais pour mesurer les inductances ont également été réalisés. Nous avons dans un premier temps effectué une campagne de mesures sur le stator seul.

On a pu alors comparer les résultats que retourne le modèle présenté au chapitre 3 pour les machines polyphasées avec les valeurs « éléments finis » et les valeurs expérimentales. Le résultat de la comparaison est donné Table 5.14, les valeurs sont ramenées à l'inductance de base obtenue avec [5.13].

$$L_{BASE} = \frac{V_{BASE}}{2\pi \cdot f_{BASE} I_{BASE}} \quad [5.13]$$

Table 5.14 Comparaison des inductances pour le stator seul

Inductance (pu)	L	M1	M2	M3	M4	Lcyc	Ld1	Lq1
Analytique	0.354	-0.038	-0.038	-0.038	-0.050	0.394	0.361	0.361
Éléments finis	0.354	-0.009	-0.004	-0.005	-0.116	0.539	0.506	0.506
Expérimentale	0.344	-0.010	-0.004	-0.005	-0.128	0.581	0.574	0.548

On s'aperçoit que les valeurs analytiques, pour les inductances mutuelles, sont éloignées des valeurs expérimentales, le modèle « éléments finis » donnant quant à lui de meilleures estimations.

Nous avons également effectué une mesure de l'inductance de fuite à partir de l'essai de la spire exploratrice décrit dans la norme IEC 60034-4. En effet, pour le contrôle de la machine, il est nécessaire (pour la reconstruction du flux d'entrefer) de connaître la valeur de cette inductance.

La comparaison de cette valeur à la valeur trouvée par éléments finis dans les mêmes conditions est donnée Table 5.15.

Table 5.15 Résultat essai de la spire exploratrice

Cas	Essai spire exploratrice	Éléments finis
Inductance de fuite (pu)	0.252	0.309

Quand nous avons fait l'essai, les techniciens expérimentés ont émis la remarque que la valeur mesurée en règle générale n'est pas bonne : la valeur trouvée est toujours plus importante que l'inductance qui permet d'avoir le contrôle optimal de la machine.

Pour la machine, en effet, la présence du rotor, qui va tendre à refermer les lignes de flux, et des aimants qui vont saturer le fer, aura un impact non négligeable sur les fuites de la machine.

Ne pouvant pas réaliser l'essai de la spire exploratrice en présence du rotor, nous l'avons réalisé par éléments fins car il est possible de modéliser une spire dans l'entrefer en présence du rotor.

La valeur trouvée est 0.114 pu et est bien différente (3 fois plus faible) de la valeur trouvée sans le rotor.

Nous avons ensuite réalisé des mesures d'inductances une fois que le rotor et les aimants furent insérés. Dans ce cas, nous avons constaté l'impact de la position du rotor sur les inductances.

Les résultats obtenus sont donnés Table 5.16, les valeurs sont les valeurs moyennes obtenues pour chaque machine en supposant que la matrice est symétrique et circulante.

Table 5.16 Bilan des mesures d'inductances avec rotor

Inductances (pu)	Éléments finis	Machine 1	Machine 2	Machine 3
Propres L	0.387	0.351	0.325	0.308
Mutuelles M1	-0.030	-0.027	-0.024	-0.024
Mutuelles M2	-0.021	-0.009	-0.008	-0.008
Mutuelles M3	-0.024	-0.027	-0.024	-0.024
Mutuelles M4	-0.088	-0.100	-0.088	-0.088

On observe que les valeurs mesurées varient en fonction de la machine. De manière générale, on voit que la valeur de l'inductance propre estimée est plus grande que les valeurs trouvées pendant les essais. Le couplage magnétique entre les phases, représenté par les inductances mutuelles est quant à lui mieux estimé sauf pour M2 pour laquelle l'erreur est grande. M2 correspond au couplage entre une phase et les phases les plus « éloignées ». La présence de fuite magnétique pourrait expliquer une valeur plus faible que celle attendue.

Il est alors possible de déterminer les paramètres nécessaires au contrôle de la génératrice. En utilisant la transformée de Concordia généralisée à 9 phases, on peut déterminer les inductances de la machine principale qui seront utiles pour le contrôle ainsi que celles des autres machines fictives, dont l'inductance de la machine homopolaire. La valeur de cette dernière est importante pour la modélisation du circuit homopolaire (schéma en mode commun).

Néanmoins, on voit (cf. Table 5.17) une disparité assez importante en fonction des machines pour la valeur trouvée, ce qui rend difficile le choix du filtre à associer pour limiter les effets hautes fréquences liées à la MLI.

Table 5.17 Valeurs des inductances après transformation de Concordia

Inductances (pu)	Éléments finis	Machine 1	Machine 2	Machine 3
axe d de la machine principale Ld1	0.498	0.496	0.463	0.437
axe q de la machine principale Lq1	0.475	0.522	0.446	0.451
homopolaire L0	0.024	0.055	0.071	0.047

L'application de la transformation de Concordia pour obtenir les inductances des machines fictives (principale et homopolaire) montre une différence importante sur l'inductance homopolaire, différence qui a nécessité une adaptation du filtre.

Le dernier élément du schéma équivalent, nécessaire au contrôle de la machine, est la FEM. Pour l'obtenir nous avons réalisé l'essai à vide, les résultats sont donnés dans ce qui suit.

4.2. Performances à vide

L'essai à vide permet de déterminer toutes les pertes non liées aux courants (pertes dans les tôles et par courants induits dans les différentes parties de la machine).

Il apparaît néanmoins que ces pertes sont sensibles à différents facteurs, tel que la température des aimants. Dans le cas où la machine est testée à vide en moteur, entraînée par le convertisseur sans que la machine ne soit couplée à une charge, il faut faire attention à la répartition des courants (direct, et en quadrature ou actif et magnétisant). En effet la présence de courants magnétisants importants modifie les pertes à vide.

Les essais des 2 premières machines ont été réalisés en utilisant une machine à courant continu dont les performances étaient connues dans le but de déterminer les pertes.

Les résultats de ces essais effectués à une température ambiante de 20°C sont données Figure 5.27.

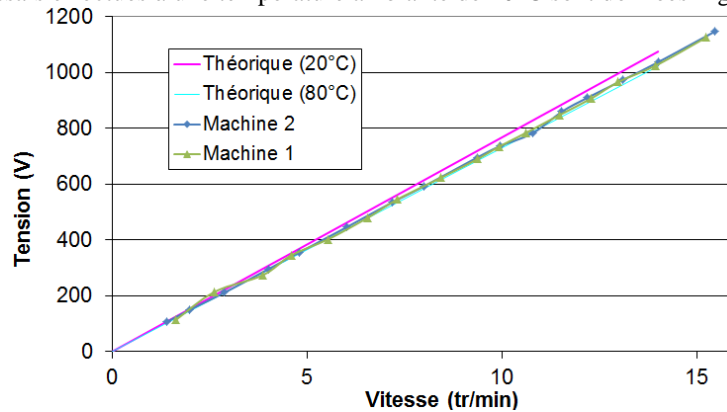


Figure 5.27 FEM des machines 1 et 2, machines entraînées par une machine à courant continu

Les tensions des 2 machines sont similaires et cohérentes avec les valeurs attendues.

Les pertes à vide sont données Figure 5.28. La caractéristique des pertes à vide obtenue est plus « linéaire » que celle attendue ; les pertes sont plus faibles que la prévision quand la vitesse est supérieure à 10 tr/min et sont plus importantes pour les basses vitesses.

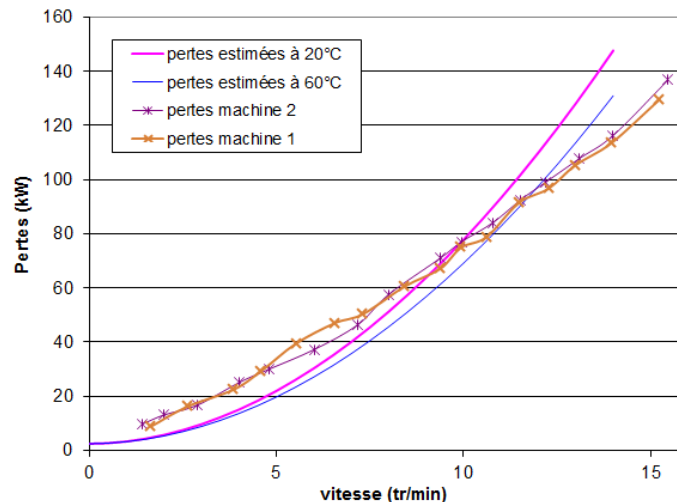


Figure 5.28 Pertes à vide des machines 1 et 2, entraînement avec machine à courant continu

La connaissance de ces résultats ne remet pas en cause les performances qui avaient été estimées jusque-là. En effet, le fait d'avoir un peu moins de tension induite qu'attendue conduit à une augmentation du courant et donc des pertes par effet Joule. Cela sera compensé par des inductances moins élevées (meilleur facteur de puissance) et des pertes fer plus faibles à haute vitesse.

A basse vitesse, l'augmentation des pertes fer ne sera pas problématique car l'échauffement du cuivre sera moins important (moins de puissance et donc moins de courant) et donc les pertes par effet Joule seront plus faibles que celles estimées.

En revanche, la troisième machine a été testée en utilisant 2 fois la génératrice développée, dans la configuration du banc de test identique à celle des essais « back to back ». Les valeurs des FEM mesurées sont cohérentes pour cette machine avec les précédentes.

Mais, les résultats divergent légèrement quand on utilise cette méthode pour la détermination des pertes, comme on peut le voir Figure 5.29. On a donc également réalisé une détermination des pertes sur la machine quand elle était alimentée par le convertisseur et on retrouve des pertes cohérentes avec les valeurs trouvées quand 2 machines sont couplées mais elles sont cependant plus faibles que dans le cas de l'entraînement avec la machine à courant continu.

Plusieurs raisons peuvent expliquer cela : d'une part il y a des incertitudes sur les mesures, les pertes dans les accouplements, même si elles doivent être faibles en basse vitesse, d'autre part les valeurs trouvées pendant les essais de caractérisation de la machine à courant continu (pertes mécaniques de la Figure 5.16) ne sont pas suffisamment précises.

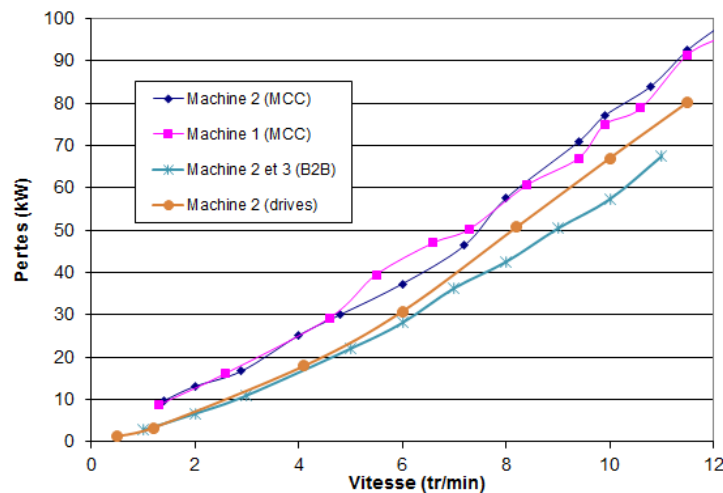


Figure 5.29 Comparaison des pertes à vide en fonction des essais

Nous avons néanmoins estimé l'impact du courant magnétisant sur les pertes à vide pour différentes vitesses pour voir si cela pouvait expliquer les différences trouvées en fonction des essais. Le résultat de cette étude de sensibilité est donné Figure 5.30.

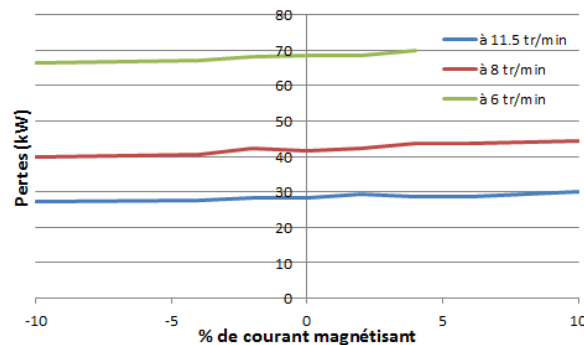


Figure 5.30 Variation des pertes en fonction du courant magnétisant (exprimé en pourcentage du courant nominal)

L'impact du courant magnétisant sur les pertes à vide des génératrices n'est pas flagrant, il ne permet pas d'expliquer les différences constatées sur les pertes à vide en fonction de la manière dont l'essai a été réalisé.

Afin d'installer la première machine sur site, le maximum de vérifications était souhaité. Il était nécessaire de valider le comportement thermique des machines. Pour cela un essai spécifique, qui permet d'avoir le courant nominal dans les phases, fut réalisé sur la deuxième machine ; les échauffements constatés sont détaillés dans le prochain paragraphe.

4.3. Essai d'échauffements

Dans le but de valider les échauffements au sein de la machine, il a été décidé de réaliser un essai d'échauffement en insérant du courant (dé)magnétisant dans la machine.

Néanmoins, comme cela a été dit au paragraphe 3 de ce chapitre, cette configuration conduit à réduire les pertes dans les tôles ferromagnétiques de la machine. Par conséquent même si la totalité des pertes par effet Joule peuvent être obtenues, la machine ne verra pas la totalité des pertes du point de fonctionnement nominal.

Un premier essai a été réalisé en injectant le courant maximal que pouvaient délivrer les convertisseurs. L'évolution des températures des différentes parties au cours de l'essai est donnée Figure 5.31.

Le bilan de cet essai est détaillé dans la Table 5.18.

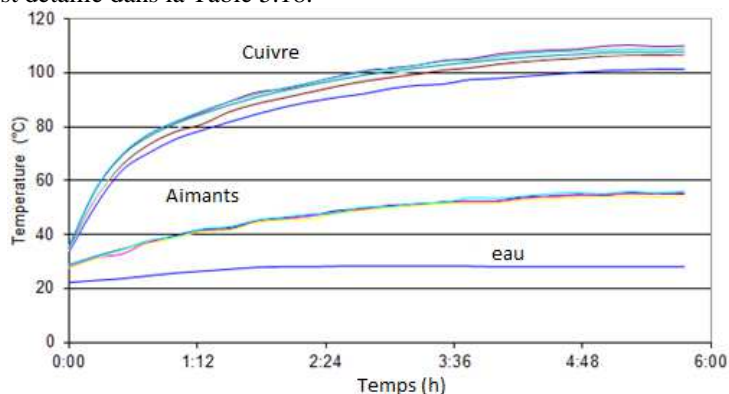


Figure 5.31 Evolution des températures pendant l'essai avec le courant maximal

Table 5.18 Bilan de l'essai d'échauffement quand le convertisseur délivre le courant maximal

	Mesure	Contractuel
Bilan thermique		
T max cuivre (°C)	110	
T eau (°C)	29.1	40
Echauffement (K)	80.9	115
T max cuivre extrapolée (°C)	120.9	155
T max aimants (°C)	56.2	
T max aimants extrapolée (°C)	67.1	
Bilan électrique		
Pourcentage des pertes nominales (%)	74	

Par la suite, nous avons testé les échauffements dans le cadre d'un mode dégradé ; en effet la machine doit être capable de fonctionner en présence de 75% des pertes nominales lorsque que l'un des moto-ventilateurs utilisés pour le refroidissement est en panne et de 50% de ces pertes lorsque deux des moto-ventilateurs sont en panne. Les formes d'ondes rencontrées pendant l'essai en présence de 75% des pertes sont données Figure 5.32.

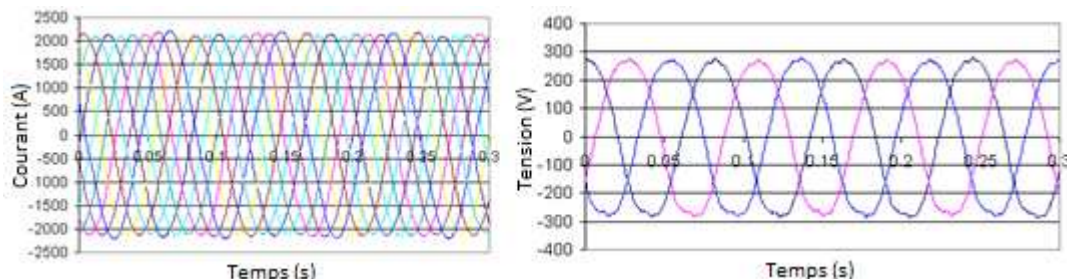


Figure 5.32 Formes d'ondes pendant l'essai : courants (à gauche), tensions dans une étoile (à droite)

L'évolution des températures des différentes parties au cours de l'essai est donnée Figure 5.33 .

Le bilan de cet essai est détaillé dans la Table 5.19.

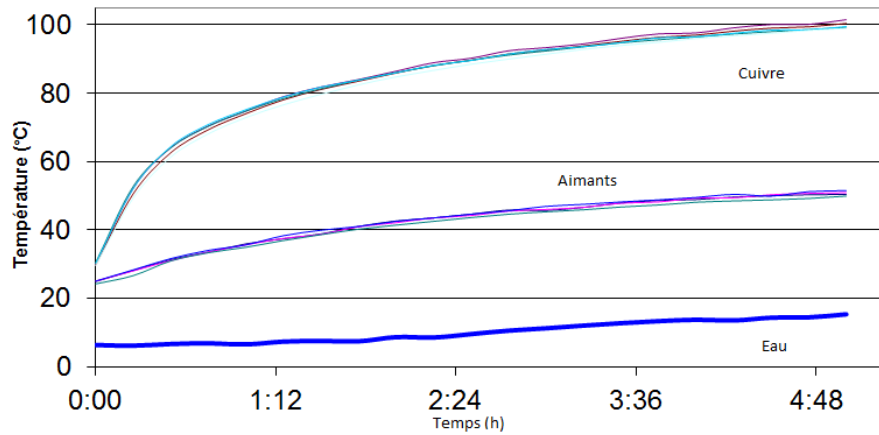


Figure 5.33 Evolution de la température pendant l'essai en présence de 75% des pertes

Table 5.19 Bilan de l'essai d'échauffement avec 75% des pertes

	Mesure	Contractuel
Bilan thermique		
T max cuivre (°C)	105.7	
T eau (°C)	15.3	40
Echauffement (K)	90.4	115
T max cuivre extrapolée (°C)	130.4	155
T max aimants (°C)	51.5	
T max aimants extrapolée (°C)	76.2	
Bilan électrique		
Pourcentage des pertes nominales (%)	75	

Dans les deux essais réalisés, l'échauffement atteint est plus faible que celui spécifié. En revanche les températures atteintes dans le cas où un ventilateur est arrêté sont plus importantes. Cela est logique car, dans ce cas, nous avons injecté dans la machine autant de pertes que durant l'essai précédent, mais le refroidissement est moins efficace.

On s'aperçoit que la réduction des pertes par effet Joule, même en cas de défaillance de moto-ventilateurs, permet de réduire les échauffements de telle sorte qu'ils soient moins importants que dans le cas du fonctionnement à puissance nominale avec tous les moto-ventilateurs en fonctionnement.

On a également pu voir l'impact de la température des aimants sur la FEM pendant ces essais, l'évolution est donnée Figure 5.34.

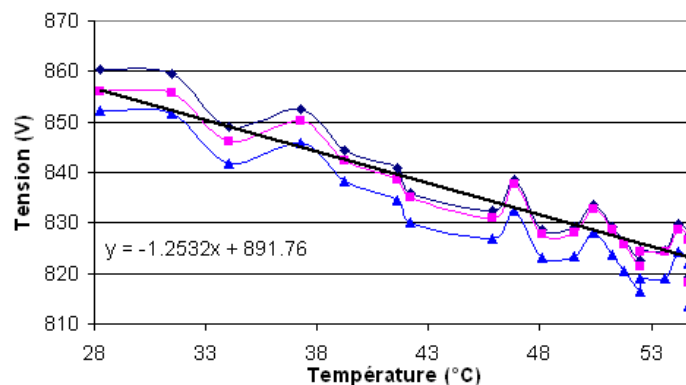


Figure 5.34 Evolution de la FEM en fonction de la température des aimants et courbe d'interpolation

La valeur estimée à 80°C est de 791V, à comparer au 839V estimés par éléments finis, ce qui correspond à un écart de 6%.

Cet écart est assez important. Néanmoins, la valeur de 80°C est une valeur haute pour l'estimation de la température et un calcul thermique par éléments finis a estimé la température maximale dans les aimants à 67°C. De plus, les pertes à vide et l'échauffement du cuivre sont plus faibles que les valeurs estimées, ce qui devrait conduire à conserver les rendements estimés.

A la fin des essais réalisés sur la machine 2, aucun élément alarmant n'a été détecté. La première machine a alors été installée en haut du mat du prototype d'éolienne (voir Figure 5.35 et Figure 5.36) et la mise en service du système sur site a pu commencer.



Figure 5.35 Photo de la nacelle avec la génératrice (1^{er} prototype) [Mer12a]



Figure 5.36 Photo de l'éolienne Haliade 150 assemblée [Mer12b]

La mise en service de l'éolienne prenant un certain temps, dans le but de valider les machines, le retour du site n'a pas été attendu et des essais en charge ont été réalisés afin d'avoir plus rapidement les performances qui sont maintenant présentées.

4.4. Performances en charge

Le fait que la première machine soit installée n'a pas stoppé les essais des autres machines ; en effet il était nécessaire de vérifier les performances du système avant de pouvoir produire de la puissance avec l'éolienne.

En fait, la connaissance du rendement de la machine et des convertisseurs associés doit permettre d'estimer, à partir de la connaissance de la vitesse du vent, quelle est la puissance qui peut être renvoyée sur le réseau par la turbine. Ces données seront importantes pour l'exploitation dans le but de permettre, à l'exploitant du parc, de récupérer le maximum d'énergie. La température extérieure semble également être un paramètre nécessaire à cette estimation puisqu'elle permet d'estimer les températures des différents dispositifs (connaissance des échauffements et de la température extérieure, et présence d'un certain nombre de capteurs) et elle implique dans certaine situation (température trop élevée) des restrictions sur la puissance pouvant être convertie sans endommager les différentes parties de l'installation.

La caractéristique de puissance pour laquelle la machine a été dimensionnée est donnée Figure 5.37. Cette caractéristique permet de déterminer le couple de la machine qui est plus parlant pour le dimensionnement. Ce couple est donné Figure 5.38.

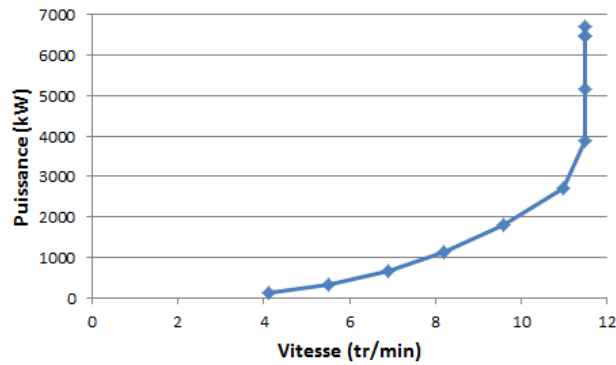


Figure 5.37 Puissance délivrée par les pales à la génératrice

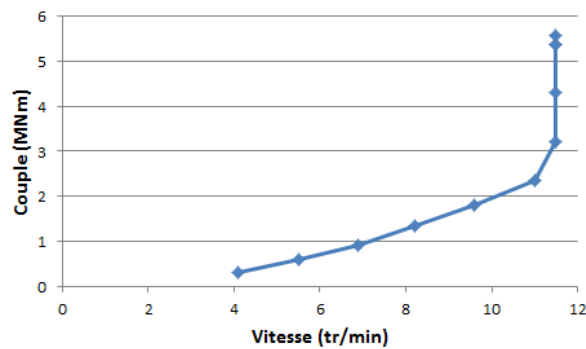


Figure 5.38 Couple en fonction de la vitesse

Le début de la caractéristique de charge est cohérent avec celle d'un ventilateur ou d'une hélice (le couple varie avec le carré de la vitesse) jusqu'à atteindre la vitesse nominale. Une fois cette vitesse atteinte, le couple augmente à vitesse constante ; ce phénomène est dû à l'utilisation du système « pitch » qui modifie l'angle de calage des pales.

Nous avons pu comparer la courbe de rendement trouvée pendant les essais avec celle estimée pour ces points de fonctionnement. Une courbe permettant de tenir compte de la correction des échauffements a également été déterminée. La comparaison est donnée Figure 5.39.

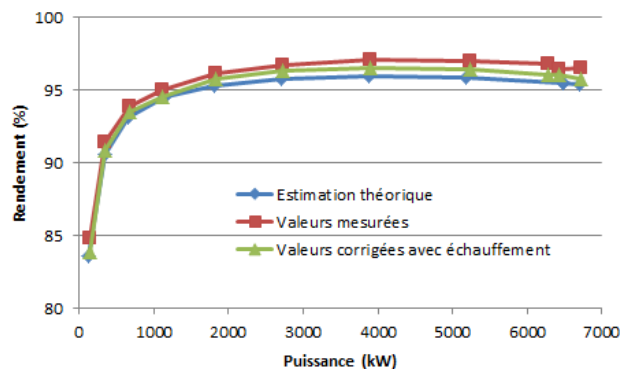


Figure 5.39 Rendement de la génératrice déterminée à partir des essais

On constate que les rendements déduits des essais sont meilleurs que ceux attendus pour tous les points de fonctionnements.

Pendant l'essai, une caractéristique des pertes « à vide⁹ » a également été déterminée. Cette caractéristique est comparée Figure 5.40 à celle des pertes de la Figure 5.29.

On constate que les pertes sont cohérentes avec les valeurs trouvées pour les essais à vide des machines 2 et 3 quand elles étaient accouplées.

⁹ Ces pertes correspondent à la somme des pertes moins les pertes par effet Joule

Le fait que les pertes soient plus faibles pour les vitesses élevées peut s'expliquer par l'augmentation en température des aimants pendant les essais en charge, ce qui conduit à une diminution des pertes « à vide ».

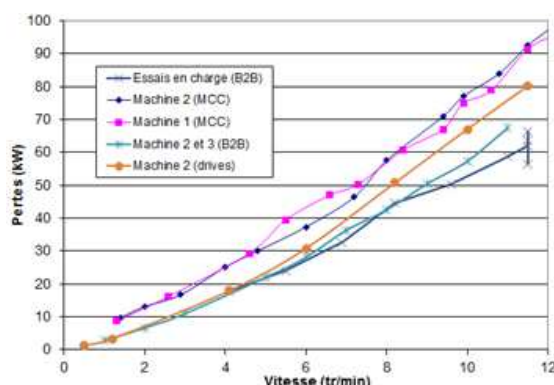


Figure 5.40 Comparaison des pertes à vide

Des essais durant lesquels la génératrice fonctionne sur une de ses étoiles ont également été réalisés. Pour ces essais, deux caractéristiques différentes de couple ont été suivies. Dans les deux cas, le couple doit être limité au tiers du couple nominal pour ne pas compromettre les convertisseurs. Ces caractéristiques sont données Figure 5.41.

L'une de ces caractéristiques est la même que celle du fonctionnement sur toutes les étoiles ; le couple étant limité, il n'est pas possible d'atteindre la vitesse nominale. Cette courbe permet de ne pas modifier le contrôle des pales en exploitation entre le fonctionnement normal et le fonctionnement en mode dégradé.

La seconde caractéristique est obtenue en utilisant le tiers de la puissance pour les points de fonctionnements sur trois étoiles. Cette caractéristique permet de déterminer les performances des convertisseurs en présence de la configuration de la Figure 5.24.

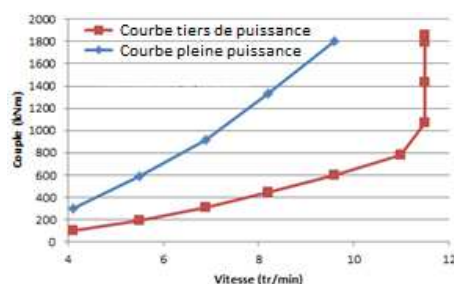


Figure 5.41 Caractéristique du couple en fonction de la vitesse pour le fonctionnement sur une étoile

Nous avons pu estimer les rendements des machines quand elles fonctionnent sur une étoile. Dans le cas où la caractéristique utilisée est celle de la « pleine puissance » les résultats sont confrontés à la théorie Figure 5.42. Dans le cas où la seconde caractéristique est utilisée, les résultats sont donnés Figure 5.43.

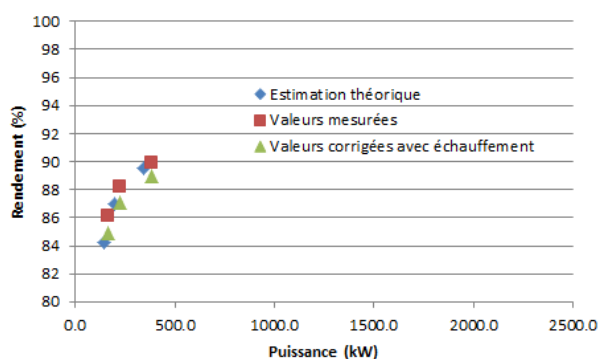


Figure 5.42 Comparaison des rendements pour la caractéristique à pleine puissance

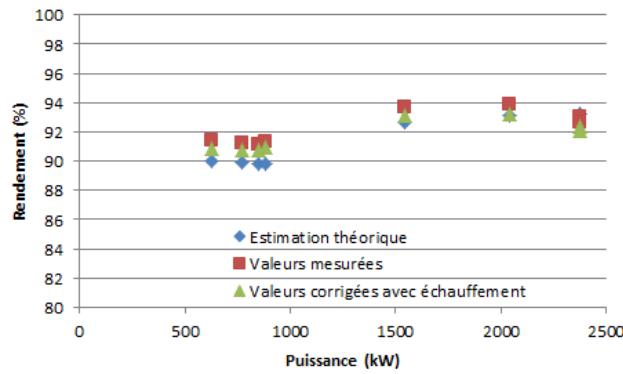


Figure 5.43 Comparaison des rendements pour la caractéristique au tiers de la puissance

Peu d'essais ont été réalisés dans le cas de la caractéristique à pleine puissance à cause de problème rencontrés sur la plateforme d'essais non liés à ce projet.

De manière générale, les estimations des performances pour le fonctionnement sur une seule étoile sont cohérentes avec les valeurs mesurées et corrigées qui tiennent compte des échauffements.

Ces valeurs sont évidemment plus basses que celles rencontrées quand la machine fonctionne sur ses trois étoiles. En effet, on peut voir Table 5.20 que pour un même point de fonctionnement on a plus de pertes par effet Joule quand une seule étoile est utilisée.

Table 5.20 Comparaison du rendement avec une et trois étoiles

Nombre d'étoiles utilisées	1	3
Puissance	P	P
Pertes à vide	P_v	P_v
Courant par phase	I	$I/3$
Pertes Joule	$3.R_s.I^2$	$R_s.I^2$
Rendement	η_1	η_3 avec $\eta_3 > \eta_1$

Pour les points fonctionnements de la génératrice, en tenant compte d'une résistance à haute température, tous les rendements estimés sont meilleurs que ceux attendus.

L'autre vérification concerne la production annuelle d'énergie, en tenant compte de la distribution du vent sur le site durant une année et du rendement estimé des convertisseurs. L'énergie annuelle trouvée avec les rendements mesurés est de 32GWh ce qui représente un gain de 2.1% comparé à la valeur demandée.

Comme énoncé au paragraphe précédent, l'essai d'échauffement ne peut pas être réalisé au point de fonctionnement nominal du générateur. Il est donc réalisé sur le moteur en régulant son courant à la valeur nominale du courant que doit voir la génératrice quand elle est utilisée à son point de fonctionnement nominal. L'évolution de la température dans les différentes parties de la machine pendant l'essai est représentée Figure 5.44. Le bilan de l'essai réalisé est donné Table 5.21.

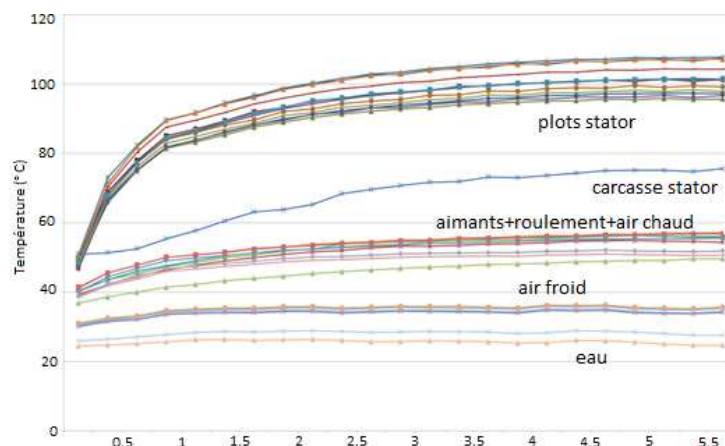


Figure 5.44 Evolution de la température dans les éléments du moteur pendant l'essai d'échauffement

Table 5.21 Bilan de l'essai d'échauffement sur la machine en mode moteur

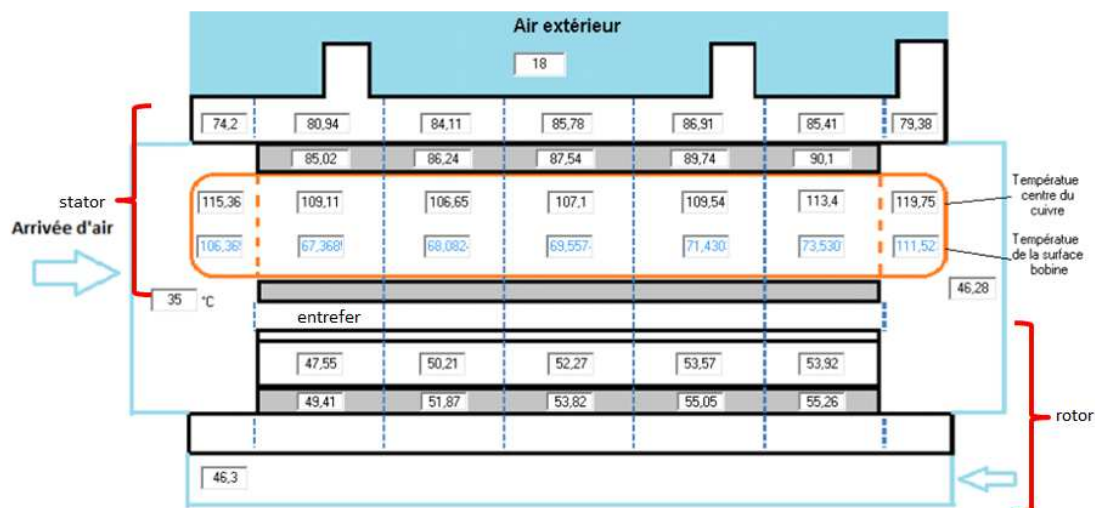
	Mesure	Attendu (CFD)	Contractuel
T max cuivre (°C)	107.7		40
T eau (°C)	24.7		
Echauffement (K)	83		
T max cuivre extrapolée (°C)	123.2	136	155
T max aimants (°C)	56		
T max aimants extrapolée (°C)	71.2		

L'échauffement de la machine est plus faible que celui attendu, il respecte donc la spécification (Classe F). En revanche, la température atteinte par les aimants est un peu plus élevée que celle attendue. Ceci n'est pas problématique car cela n'augmente pas le risque de démagnétisation et n'engendre pas de dégradation des performances.

Remarque : les échauffements qui seront rencontrés sur site devraient être moins importants car la puissance nominale de la machine sera atteinte en présence d'un vent supérieur à 12m/s et ce vent, même si la vitesse du vent après les pales est moins importante, aura tendance à refroidir la génératrice par convection forcée au niveau de la carcasse stator.

La connaissance de l'échauffement dans les différentes parties de la machine nous a permis de recalculer le modèle thermique analytique qui avait été réalisé pendant la phase de dimensionnement.

Les températures retournées par le modèle analytique pour le point de l'essai d'échauffement (après recalage) sont données Figure 5.45.

**Figure 5.45 Estimation analytique des températures**

Pour recalculer les températures, il a fallu modifier la répartition des pertes. Par rapport aux pertes estimées dans les différentes régions, il a été nécessaire de réduire les pertes au stator (sauf dans le cuivre) et d'augmenter les pertes rotoriques.

Si on détermine pour les différents points de fonctionnement l'impact de l'échauffement des aimants sur le courant, il est possible de remonter jusqu'au rendement. Les nouvelles valeurs sont données Figure 5.46. Dans ces conditions le rendement est plus proche des valeurs estimées et pour le point de fonctionnement nominal, il est plus faible que celui attendu. Néanmoins, si l'on regarde la production annuelle d'énergie, même dans ces conditions qui sont les plus pessimistes, la valeur est supérieure à celle demandée (gain de 1.7%).

Outre les températures des aimants, nous avons également pu estimer les températures dans le cuivre. On s'aperçoit que l'hypothèse faite qui consiste à considérer le cuivre à la température la plus élevée conduit à surestimer les pertes par effet Joule pour la plupart des points de fonctionnement sauf pour le point nominal. Même dans ces conditions, les valeurs restent plus importantes que celles estimées.

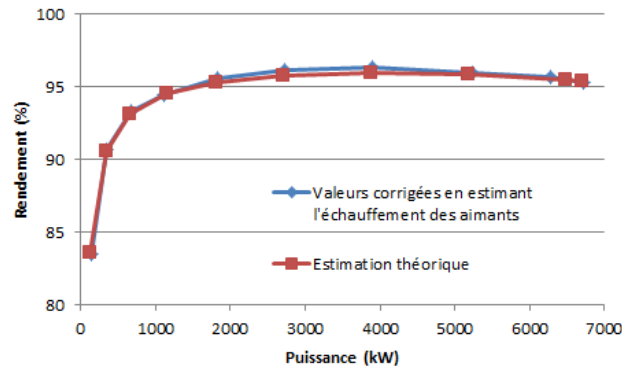


Figure 5.46 Rendement en estimant l'échauffement des aimants

D'autres points qui ne pouvaient être visualisés pendant les essais sur le banc de test en usine pourraient également avoir un impact comme :

- l'inertie des pales qui doit modifier le temps nécessaire pour les phases d'arrêt et au moment des variations de vitesse ;
- le vent qui doit contribuer au refroidissement puisque la carcasse extérieure de la machine est en contact avec l'air extérieur ;
- les efforts qui sont mis en jeu : la qualité du couple transmis par les pales et par l'accouplement et l'inclinaison de la génératrice, seraient également des éléments qui pourraient modifier (impacter) le fonctionnement de la génératrice.

En s'affranchissant de ces éléments (un retour d'expérience sur site pourra nous permettre de connaître le comportement réel de la génératrice en exploitation), les machines répondent bien à ce qui était attendu.

Si l'on compare ces machines avec d'autres décrites dans [Mat11], en terme de densité de couple (utilisation de la puissance de la turbine et de la masse de la machine complète avec ses auxiliaires) cette machine est meilleure que les machines existantes comme on peut le voir Figure 5.48.

Les machines utilisées pour la comparaison sont :

- des génératrices existantes ;
- des génératrices en développement avec de nouvelles parties actives ;
- des génératrices avec de nouvelles parties actives et une intégration mécanique entre l'éolienne et la génératrice ;
- des génératrices en pseudo attaque directe utilisant des multiplicateurs magnétiques [Mag12], représentées Figure 5.47.

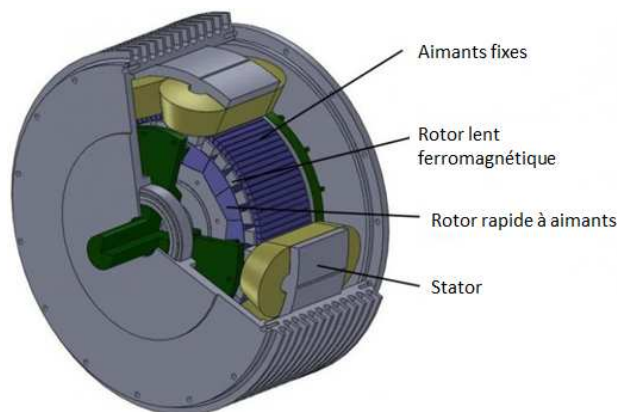


Figure 5.47 Génératrice *Magnomatics* avec multiplicateur magnétique [Mat11]

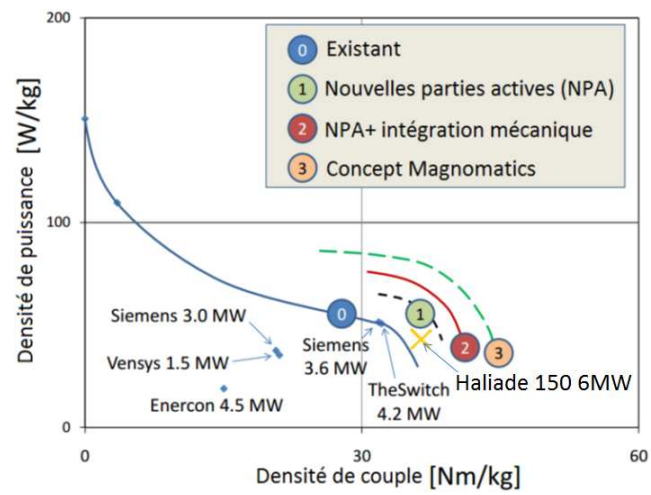


Figure 5.48 Comparaison des densités de couple des génératrices éoliennes [Mat11]

5. Conclusion

Les essais réalisés sur les 3 premières machines ont montré que les performances électriques et thermiques mesurées étaient conformes aux performances attendues (voire meilleures, ce qui s'explique par le fait que des marges ont été prises pour certains paramètres).

On observe donc que les modèles utilisés dans le but de prédéterminer ces performances sont bons. Des améliorations sont toutefois envisageables dans le but d'être encore plus précis.

Par exemple, les hypothèses pessimistes qui ont été prises peuvent être ajustées : on voit qu'au niveau de l'échauffement, la valeur mesurée (83°K) est loin de la valeur qui peut être atteinte (115°K), même si l'évolution de la température modifiera également les pertes et donc les performances de la machine.

La réalisation de ces trois premières machines a ouvert à l'entreprise le marché de l'éolien offshore et Alstom, qui utilise ces génératrices dans les éoliennes Haliade 150, a « remporté » l'appel d'offre lancé par le gouvernement français. Néanmoins, ces machines restent des prototypes dans le sens où les essais réalisés ont permis de valider la conception de nouveaux systèmes dans beaucoup de domaines (industrialisation, électromagnétique...). Mais, les essais ont aussi permis de montrer les points qui peuvent être encore améliorés et une phase de « redesign » sera lancée dans ce but.

L'évolution du coût des aimants au cours des derniers mois a montré qu'il était difficile de garantir un prix sur plusieurs années pour ces machines, l'une des étapes du « redesign » est de rendre la machine moins dépendante de ces variations.

L'autre point qui sera modifié est l'industrialisation. La réalisation des prototypes (2 machines prévues initialement) s'est cependant faite tout en minimisant les investissements. Plusieurs semaines ont été nécessaires pour réaliser l'assemblage d'une des trois premières machines. La prochaine étape sera la réalisation en série, nécessaire étant donné le nombre de machines devant être réalisées : l'objectif est d'assembler deux machines par semaine. Des solutions et un nouveau site d'assemblage sont à l'étude pour atteindre ces objectifs.

Conclusion

Au terme de ce mémoire, nous pouvons établir les conclusions suivantes.

Le premier chapitre a mis en avant la nécessité de diversifier les sources d'énergie. La volonté de se tourner vers les énergies dites renouvelables a été à l'origine du développement des systèmes éoliens, qui sont devenus, après les centrales hydrauliques, le moyen de production d'énergie électrique à base de renouvelable le plus utilisé. La plupart des dispositifs sont installés sur terre et ont des puissances qui varient selon leurs tailles (la puissance maximale pouvant être rencontrée étant 6MW). Toutefois, pour être en présence de vents plus forts et plus réguliers et ainsi de bénéficier de surface pour leurs installations plus importantes, il est intéressant d'installer des éoliennes en mer. Etant donné les difficultés d'accès à ces installations et compte tenu des performances des systèmes actuels, il est nécessaire de se tourner vers des systèmes plus fiables et de puissances plus importantes. Pour remplir ces critères, une topologie de génératrice commence à se démarquer par rapport aux solutions les plus rencontrées actuellement (MADA). Cette topologie consiste à utiliser des génératrices à aimants permanents (en attaque directe ou avec des vitesses de rotation jusqu'à 500tr/min) associées à des convertisseurs de puissances de manière à adapter la tension au réseau et pouvoir ainsi délivrer de la puissance pour une large plage de vitesse de vent.

Les solutions en attaque directe fonctionnent à des vitesses inférieures à 20 tr/min, avec des puissances plus grandes que 5MW et conduisent à des points de fonctionnements ayant des couples élevés. A l'heure actuelle, peu de solutions industrielles ont été développées pour des applications de ce type. Le choix des aimants permanents est réalisé dans le but d'avoir des génératrices avec des densités de couples élevées. Néanmoins, nous avons identifié que, même en cherchant à optimiser les designs, comme cela a été présenté au chapitre 2, le gain obtenu sur les puissances massiques par rapport aux autres technologies classiques (asynchrone, synchrones à rotor bobiné) ne permettent pas de proposer des solutions économiquement compétitives.

L'objectif des travaux réalisés a alors été de développer une solution de génératrice à aimants qui soit compétitive sur le marché de l'éolien.

Pour cela, une première étape fut d'explorer les différentes voies d'optimisation en utilisant de nouvelles règles pour le design des machines. Deux solutions ont été identifiées : l'une consistant à utiliser des solutions où le bobinage est à pas fractionnaire et où le nombre d'encoches par pôle et par phase est inférieure à 1, permettant d'éviter les croisements entre les bobines au stator (bobines nommée plots) a été présentée au chapitre 3 ; la seconde solution, décrite au chapitre 4, visant à soulager les règles de dimensionnements pour créer des harmoniques dans les formes d'ondes de la force électromotrice et d'adapter les courants d'alimentation.

La solution, consistant à déplacer les contraintes liées à la réalisation des machines sur les capacités du contrôle à adapter les courants d'alimentation de la machine, n'a pas semblé la bonne en vue d'obtenir dans un délai court une solution compétitive, du fait des trop nombreuses innovations apportées. En effet, les moyens de contrôle des machines qui existent actuellement et qui ont nécessité plusieurs années de développement avant de devenir robustes, ne sont pas adaptés à la régulation de grandeurs non sinusoïdales. De plus, en vue d'obtenir un couple de bonne qualité, des solutions doivent encore être trouvées.

La technologie à plots, quant à elle, ne nécessite que des modifications du côté de la machine, les besoins au niveau de l'alimentation étant compatibles avec le contrôle classique rencontré.

Dans ce contexte, le recours à des solutions polyphasées, où le nombre de phases est supérieur à trois, peut alors avoir un intérêt en vue d'augmenter la densité de couple des machines basées sur le principe des plots. Les systèmes utilisant des nombres élevés de phases commencent à être rencontrés. Bien que peu de travaux aient été réalisés sur ce sujet, les adaptations nécessaires ne sont pas d'une grande difficulté.

La machine où le stator est réalisé à partir de plots est intéressante à différents points de vue. Outre la réduction des masses, elle permet de réaliser des machines ayant des diamètres importants (élément intéressant dans le but de réaliser des machines à très fort couple), elle facilite grandement la maintenance des parties actives de ces machines et elle permet de bénéficier de canaux de refroidissements en contact avec les bobines. C'est donc cette topologie qui a été choisie afin d'atteindre les objectifs escomptés en terme de densité de couple.

Il a alors été nécessaire de développer les outils de dimensionnements pour ce type de machine afin de réaliser des premiers designs. Une phase de validation des modèles et de ces premiers designs a été réalisée à l'aide des éléments finis.

Conclusion

Il a ensuite été possible de proposer des designs à des clients par l'intermédiaire de réponses aux différents appels d'offres.

Devant le coût d'un générateur en attaque directe, la réalisation d'un prototype, sans l'appui d'un client, ne pouvait pas être réalisé et faire une maquette à échelle réduite aurait conduit à passer à côté des principales difficultés.

Un client très intéressé par les performances obtenues avec cette topologie, dans le but d'équiper les éoliennes de 6MW qu'il commençait à développer, a passé une commande de 2 machines, ce qui a permis de réaliser les premières machines de ce type dans l'usine.

Sur la base d'un design ayant des performances conformes au cahier des charges, il a été nécessaire de fournir, en plus du développement de la technologie, les résultats demandés par le client.

Les essais, qui ont été réalisés, étaient la première étape de validation attendue par le client. La seconde consistant à une validation de l'éolienne complète pendant sa phase de mise en service. Le dernier chapitre présente ainsi la machine réalisée et donne les résultats des essais réalisés en usine.

Les résultats obtenus, que ce soit en essai ou sur site, sont meilleurs (moins de pertes et échauffement plus faibles) que les valeurs qui étaient attendues, à la fois pour la génératrice seule, mais également pour toute la chaîne de conversion (des pales à la sortie du transformateur). La production d'énergie annuelle, à partir de cette éolienne, si le vent est conforme aux prévisions (en termes de distribution), sera donc supérieure à celle demandée.

Pour l'entreprise, les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse ont permis de remplir ses objectifs en vue de proposer des équipements pour le marché de l'énergie, conformes aux nouvelles attentes des clients ; c'est-à-dire des systèmes ayant des meilleurs rendements et facilitant les opérations de maintenance.

Les travaux présentés dans ce document n'auraient cependant pas conduit à la réalisation d'une machine, sans la mise en place de toute une « équipe projet » qui a travaillé sur la génératrice, afin de réaliser les plans, la communication avec le client, la recherche de fournisseurs, ainsi que des personnels de l'atelier qui ont réalisé les assemblages. D'autres « équipes projets » de la société ont réalisé les convertisseurs et leurs commandes.

Les génératrices développées pendant la thèse, seront installées dans les éoliennes (Haliade 150) développées par Alstom Wind. Ces éoliennes équiperont, d'ici 2020, trois parcs éoliens « offshore » qui seront situés au large des côtes françaises. Afin d'assurer la fourniture des générateurs, une usine d'assemblage sera réalisée à St Nazaire. La production de masse n'étant pas prévue immédiatement, des modifications sur le design pourront encore être apportées afin d'améliorer la génératrice en fonction des premiers retours de fonctionnement sur site.

Néanmoins, début 2013, trois machines ont déjà été réalisées et trois autres le seront pendant l'année sur la base du design actuel. En parallèle de la réalisation de ces machines, des améliorations seront étudiées. Les modèles définis et les mesures réalisées permettront d'avoir une meilleure connaissance de l'impact des modifications qui peuvent être faites.

Parmi les travaux pouvant être réalisés, on peut mentionner un redimensionnement des machines en vue de réduire les coûts. Il apparaît ainsi que l'élément qui a le coût le plus élevé est l'aimant. C'est également l'élément dont le prix est actuellement soumis à la plus grande variabilité du marché. L'objectif sera donc de réduire la masse d'aimants nécessaire et de la compenser par du cuivre sans dégrader les performances des machines. Sur la base des essais réalisés (échauffements plus faible que prévu), on constate qu'il sera également possible d'accepter des échauffements plus importants tout en restant dans la classe spécifiée. De plus, l'effet de volume permettra également de réduire les coûts d'approvisionnement.

D'un point de vue plus général, plusieurs pistes peuvent encore être envisagées dans le but d'augmenter la puissance massique des génératrices : la modification de la localisation des aimants, la réalisation d'un rotor à l'extérieur du stator (augmentation du diamètre)...

Un changement de technologie n'utilisant pas d'aimants permanents n'est pas envisagé, même si l'entreprise travaille également sur des machines utilisant des matériaux supraconducteurs de type HTS qui pourraient permettre d'augmenter encore la densité de couple des machines.

Notations

Cette partie du mémoire regroupe l'ensemble des notations et abréviations utilisées lors de la rédaction. Ces dernières sont indiquées par chapitre.

Chapitre 1 :

A	section des pales
C	couple électromagnétique
C_p	coefficient de puissance
$C_{Poptimal}$	coefficient de puissance optimal
D	diamètre d'alésage
E_c	énergie cinétique du vent
e_{eff}	entrefer effectif
E_{eff}	FEM rms
E_m	FEM max
f	fréquence
g	glissement
G_{eff}	valeur efficace
G_m	valeur maximale
I_{eff}	courant rms
I_m	courant max
I_r	courant rotor
I_s	courant stator
k_{b1}	coefficient de bobinage du fondamental
k_l	coefficient d'inductance dépendant de la machine
km	coefficient du multiplicateur
L_m	inductance magnétisante
L_r	inductance fuite rotorique
L_s	inductance fuite statorique
m	masse du corps en mouvement
m	nombre de phases
N_{sp}	nombre de spires en série par phase
p	nombre de paires de pôles
P_{max}	puissance max
P_{MPPT}	puissance maximal pour une vitesse de vent donnée
P_t	puissance transmise à la turbine
P_{t_max}	puissance maximale récupérable
P_v	puissance du vent
R_f	résistance équivalente des pertes fer
R_{pales}	rayon des pales
R_r	résistance des enroulements (barres) rotor
R_s	résistance de l'enroulement stator
v	vitesse du vent (m/s)
V	volume d'air
v_d	vitesse de démarrage
v_l	vitesse limite
v_n	vitesse nominale
V_s	tension d'alimentation stator
α_v	angle d'incidence
β_v	angle de calage

Notations

$\lambda_{optimal}$	vitesse spécifique optimale
λ_{spec}	vitesse spécifique
μ_0	perméabilité du vide
ρ_{air}	densité volumique de l'air
Ω	vitesse de rotation en (rad/s)
ω	pulsation
Ω_{max}	vitesse max courbe de vent
Ω_s	vitesse de synchronisme

Chapitre 2 :

$[i]$	vecteur courant
$[L]$	matrice inductance
$[\Phi]$	vecteur flux
a	constante géométrique nécessaire à la détermination de la perméance
A	densité linéique
A	potentiel vecteur
A_{aim}	potentiel vecteur dans l'aimant
A_c	aire du contour
a_{cu}	coefficient de variation de la résistivité du cuivre en fonction de la température
A_{ent}	potentiel vecteur dans l'entrefer
A_i	potentiel vecteur dans la zone i
a_n	coefficient de Fourier pour la composante radiale de l'induction d'entrefer
A_t	ampère tours stator
B_{1m}	valeur max du fondamental de l'induction
B_{aim}	induction au niveau des aimants
b_{aim}	largeur d'un segment d'aimant
B_c	induction dans la culasse
B_d	induction dans la dent
B_{ent}	induction dans l'entrefer
b_n	coefficient de Fourier pour la composante tangentielle de l'induction d'entrefer
B_r	induction rémanente
B_{rot}	induction d'entrefer due aux aimants
B_{sta}	induction d'entrefer due aux courants
C	contour
C	couple
CI	constante
c_n	coefficient de a_n et b_n
dF	densité de force
dS	éléments de surface
dv	élément de volume
e	épaisseur d'entrefer
e	force électromotrice (FEM)
E_1	fondamental de la force électromotrice
e_{aim}	épaisseur d'aimant
e_c	épaisseur de culasse
e_j	épaisseur jante
F	norme du vecteur force
FMM	force magnéto motrice, due aux courants statoriques
$h1$	épaisseur entre le cuivre et le fond de l'encoche
$h2$	$(h2-h1)$ épaisseur de cuivre
$h3$	hauteur d'encoche

Notations

H_{cb}	champ coercitif quand B nulle
H_{cj}	champ coercitif de démagnétisation
h_{enc}	hauteur d'encoche
I	courant
J	densité surfacique de courant
J_c	densité de courant sur un contour
k_a	coefficient propre aux tôles magnétiques de pertes par excès
K_a	épanouissement de l'aimant (pourcentage du pas polaire: <1)
k_{aim}	coefficient de pertes liées à la géométrie des aimants
k_{b1}	coefficient de bobinage du fondamental
k_{bn}	coefficient de bobinage du rang n
k_C	coefficient de carter
k_{dn}	coefficient de distribution du rang n
k_e	coefficient propre aux tôles magnétiques de pertes par courant de Foucault
k_f	coefficient de foisonnement des tôles
k_h	coefficient propre aux tôles magnétiques de pertes par hystérésis
k_m	coefficient de raccourcissement du rang n
KT	coefficient de température (aimants)
L	longueur de fer
l_{aim}	longueur d'un segment d'aimant
l_c	longueur du contour
L_{cu}	longueur de cuivre par phase
L_{cyc}	inductance cyclique
l_d	largeur de la dent
L_e	inductance de fuite d'encoche
l_{enc}	largeur d'encoche
L_m	inductance magnétisante
l_{ouv}	largeur d'ouverture des encoches
L_p	inductance propre
L_t	inductance de fuite des têtes de bobines
M	inductance mutuelle
m	nombre de phases
n	rang harmonique
N	vitesse tr/min
N_c	nombre de bobines par encoches
N_d	nombre de dents
N_{part}	nombre de voies en parallèle du bobinage
N_{sp}	nombre de spire en série par phase
p	nombre de paires de pôles
P_a	puissance absorbée
P_{aim}	pertes par courants induits dans les aimants
P_f	pertes fer
P_j	pertes par effet Joule
P_m	puissance mécanique
P_u	puissance utile
Q	nombre d'encoches par pole et par phase
r	1ere coordonnée dans le repère polaire
R	rayon
R_1	rayon bas des aimants
R_2	rayon haut des aimants
R_3	rayon d'alésage stator
R_f	résistance modélisant les pertes fer
R_s	résistance par phase

Notations

S_{cu}	section de cuivre
T	température
t_r	taux de remplissage
V_{aim}	volume d'un aimant
y	coordonnées radiale du cercle sur lequel la perméance est déterminé
β	coefficient de l'expression de la perméance d'entrefer
γ	coefficient de raccourcissement
η	rendement
θ	2ème coordonnée dans le repère polaire
λ	perméance d'entrefer
μ	perméabilité
μ_r	perméabilité relative
ρ	résistivité du cuivre
ρ_{aim}	résistivité des aimants
τ_s	pas dentaire
v	paramètre de la perméance dépendant de la géométrie
Φ	flux
χ	angle fait par les têtes de bobines
Ω	vitesse en rad/s
$\alpha_{ent,n}^r$	coefficient du potentiel vecteur dans l'entrefer
$\beta_{ent,n}^r$	coefficient du potentiel vecteur dans l'entrefer
$\alpha_{ent,n}^\theta$	coefficient du potentiel vecteur dans l'entrefer
$\beta_{ent,n}^\theta$	coefficient du potentiel vecteur dans l'entrefer
$B_{aim,n}^r$	composante de l'induction dans l'aimant en coordonnée polaire
$B_{aim,n}^\theta$	composante de l'induction dans l'aimant en coordonnée polaire
$B_{ent,n}^r$	composante de l'induction dans l'entrefer en coordonnée polaire
$B_{ent,n}^\theta$	composante de l'induction dans l'entrefer en coordonnée polaire
B^r	composante de l'induction en coordonnée polaire
B^θ	composante de l'induction en coordonnée polaire
$H_{aim,n}^r$	composante du champ dans l'aimant en coordonnée polaire
$H_{aim,n}^\theta$	composante du champ dans l'aimant en coordonnée polaire
$H_{ent,n}^r$	composante du champ dans l'entrefer en coordonnée polaire
$H_{ent,n}^\theta$	composante du champ dans l'entrefer en coordonnée polaire
H^r	composante du champ en coordonnée polaire
H^θ	composante du champ en coordonnée polaire
\vec{B}	induction
\vec{F}	force
\vec{H}	champ magnétique
\vec{J}	vecteur densité de courant
\vec{M}	aimantation
$d\vec{l}$	direction du courant

Chapitre 3 :

$[C_m]$	matrice de Concordia de dimensions m
$[D]$	matrice de bobinage
$[i]$	vecteur courant
$[L]$	matrice inductance
$[L_D]$	matrice inductance diagonalisée
$[W]$	matrice avec les coefficients de la FMM
$[\Phi]$	vecteur flux
A	surface d'encoche
$C1$	couple cas 1
$C2$	couple cas 2
$C5$	matrice de Concordia pentaphasée
C_d	couple de détente
C_{ma}	coefficients permettant de tenir compte du magnétisant
D	diamètre d'entrefer
den	dénominateur
dS	élément de surface
e	entrefer mécanique
e_{aim}	épaisseur d'aimant
e_{eff}	entrefer effectif
F_n	force normale
F_t	force tangentielle
GMD	distance entre 2 conducteurs
H_{cj}	champ de démagnétisation
h_{enc}	hauteur d'encoche
h_{isthme}	hauteur de l'isthme
i	indice incrément
i_{u1}	courant dans la phase u_1
I_1	courant cas 1
I_2	courant cas 2
i_i	courant dans la phase i
i_j	courant dans la phase j
k	nombre entier
K	constante de couple
k'	nombre entier
$k_{b(h)}$	coefficient de bobinage de rang h
$K_{b,1}$	coefficient de bobinage cas 1
$K_{b,2}$	coefficient de bobinage cas 2
k_{b1}	coefficient de bobinage du fondamental
k_C	coefficient de Carter
K_{ml}	coefficient permettant de tenir compte des fuites d'encoches
k_{v1}	coefficient de vrillage du fondamental
k_{vh}	coefficient de vrillage du rang h
L_0	inductance de la machine homopolaire
L_{cyc}	inductance cyclique
L_{d1}	inductance dans l'axe d de la machine principale
L_{d2}	inductance dans l'axe d de la machine secondaire
L_{di}	inductance dans l'axe d de la machine i
L_{ent}	inductance de fuite d'entrefer
l_{front}	longueur des têtes de bobines
L_m	inductance magnétisante
l_{ouv}	largeur d'ouverture d'encoches
L_{q1}	inductance dans l'axe q de la machine principale

Notations

L_{q2}	inductance dans l'axe q de la machine secondaire
L_{qi}	inductance dans l'axe q de la machine i
L_{tb}	inductance de fuites des têtes de bobines
L_{tt}	inductance de fuite des cornes de dents
L_v	inductance de fuite dû au vrillage
m	nombre de phases
m_1	nombre de phases cas 1
M_1	mutuelle
m_2	nombre de phases cas 2
M_2	mutuelle
M_{ij}	inductance mutuelle entre la phase i et j
n	numéro de ligne
N_{per}	nombre de période du cogging par période électrique
N_{per_motif}	nombre de période du cogging par motif
N_c	nombre de bobines par encoche
N_d	nombre de dents
N_{enc}	nombre d'encoches
N_{part}	nombre de partie parallèles
N_{sp}	nombre de spire en série par phase
num	numérateur
$PGCD$	plus grand commun diviseur
P_{j1}	pertes par effet Joule cas 1
P_{j2}	pertes par effet Joule cas 2
$PPCM$	plus petit commun multiple
Q	nombre d'encoches par pôle et par phase
R_{s1}	résistance par phase cas 1
R_{s2}	résistance par phase cas 2
S_{cu}	section du cuivre
u_{u1}	tension dans la phase u1
u_1	phase u de l'étoile 1
u_2	phase u de l'étoile 2
u_3	phase u de l'étoile 3
v_1	phase v de l'étoile 1
v_2	phase v de l'étoile 2
v_3	phase v de l'étoile 3
v_i	tension instantanée de la phase i
v_j	tension instantanée de la phase j
V_{phase}	vecteur (ligne d'une matrice de bobinage)
w_1	phase w de l'étoile 1
w_2	phase w de l'étoile 2
w_3	phase w de l'étoile 3
δ_s	angle d'ouverture d'encoche
θ	angle
$\theta_{entrée\ air}$	température de l'air en entrée
$\theta_{sortie\ air}$	température de l'air à la sortie
θ_v	angle de vrillage
μ_0	perméabilité du vide
μ_r	perméabilité relative
σ_h	taux de distorsion
τ_p	pas polaire
Φ_{aim_i}	flux dû aux aimants dans la phase i
Φ_{aim_j}	flux dû aux aimants dans la phase j
Φ_i	flux dans la phase i
Φ_j	flux dans la phase j

Notations

Chapitre 4 :

B	induction
B_{\max}	induction max dans l'entrefer
C	couple électromagnétique
$C(t)$	couple instantané
$C_d(t)$	couple de détente instantané
C_{ref}	couple de référence
dF	densité de force
dl	direction du courant
$e(t)$	FEM instantanée
E_{\max}	valeur max de la FEM
F_h	amplitude pour l'harmonique h
h	rang harmonique
I	courant
$i(t)$	courant instantané
I_3	courant rms en triphasé
I_7	courant rms en 7 phases
i_c	courant de commutation
I_{eff}	courant efficace
I_{\max}	courant max
$i_{\text{new}}(t)$	nouvelle valeur de courant instantané
$i_{\text{ref}}(t)$	courant de référence instantané
K_a	épanouissement d'aimant
L	longueur de fer
L_{corner}	inductance dans les coins de la machine
N_{sp}	nombre de spires en série par phase
p	paire de pôles
P_j	pertes par effets joules
R	rayon d'entrefer
R_s	résistance par phase
$S1 \text{ à } S6$	séquence de fonctionnement
$TA-$	Igbt phase u bras du bas
$TA+$	Igbt phase u bras du haut
$TB-$	Igbt phase v bras du bas
$TB+$	Igbt phase v bras du haut
$TC-$	Igbt phase w bras du bas
$TC+$	Igbt phase w bras du haut
$v(t)$	tension instantanée
U_{DC}	tension bus
Ω	vitesse en rad/s

Chapitre 5 :

C	couple électromagnétique
$E_{\text{ph/n}}$	tension phase neutre rms
f_{BASE}	fréquence de base
F_t	effort tangentielle
I_{BASE}	courant de base
I_{cc}	courant de court-circuit
$I_{\text{générateur}}$	courant générateur
I_{moteur}	courant moteur
I_n	courant nominal
k_E	coefficient de tension

Notations

L_{BASE}	inductance de base
L_{cyc}	inductance cyclique par phase
N_{motif}	nombre de motifs
P_{arbre}	puissance sur l'arbre
$P_{générateur}$	puissance du générateur
$P_{Jgénérateur}$	pertes par effet Joule dans le générateur
$P_{Jmoteur}$	pertes par effet Joule dans le moteur
P_{moteur}	puissance du moteur
P_{vide}	pertes à vide
R	rayon d'entrefer
R_s	résistance par phase
V_{BASE}	tension de base
X	réactance ($L\omega$)
$\xi_{générateur}$	rendement du générateur
η_{moteur}	rendement du moteur
$\theta_{générateur}$	température du bobinage générateur
θ_{moteur}	température du bobinage moteur

Annexes

1. Aérodynamisme des pales	198
2. Machine asynchrone : Modèle analytique et commande.....	200
3. Fiabilité des systèmes éoliens	203
4. Script utilisé pour les calculs d'optimisation	205

1. Aérodynamisme des pales

On analyse les phénomènes physiques au moyen d'un profil 2D d'une pale Figure A.1.

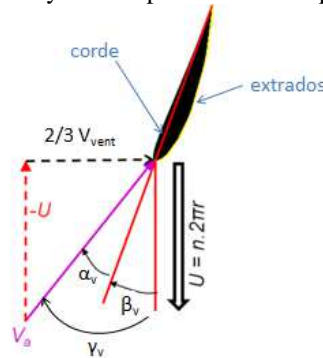


Figure A.1 Vitesses vues par la pale d'une éolienne [Ene12]

Si l'éolienne a une vitesse de rotation de n (tours/seconde) alors, la vitesse tangentielle de la pale induite par la rotation est U , dans le sens de rotation où r représente le rayon à laquelle la vitesse est déterminée. La vitesse tangentielle maximale étant obtenue en bout de pale.

En plus de la vitesse de rotation, on a la vitesse du vent, V_{vent} , mesurée loin en amont de l'éolienne pour ne pas tenir compte des perturbations liées aux pales. Pour récupérer le maximum de puissance (loi de Betz), la vitesse vu par les pales est $2/3$ de V_{vent} dans la direction perpendiculaire au plan de rotation.

La vitesse résultante V_a est la vitesse de vent vue par la pale. La direction de cette vitesse permet de déterminer l'angle d'incidence α_v qui correspond à l'angle entre la vitesse et la corde.

L'angle de calage β_v ("pitch angle" en anglais) est l'angle entre le plan de rotation et la corde. Il ne dépend pas des conditions de l'écoulement. Il s'agit d'un paramètre géométrique que l'on peut adapter.

L'angle d'incidence dépend quant à lui de la vitesse du vent, de la vitesse de rotation ainsi que de l'orientation de la corde du profil (autrement dit de l'angle de calage).

L'angle d'attaque γ_v est la somme de l'angle d'incidence et de l'angle de calage.

Au niveau aérodynamique, plus l'angle d'incidence est grand, plus les flux d'air sont déviés par le profil.

Du côté de l'extrados, l'aile a fait accélérer l'écoulement. Cette accélération est accompagnée d'une diminution de pression (alors que la décélération engendre une augmentation de la pression de l'autre côté de la pale). Comme la pression est différente, les forces de pression ne sont pas identiques sur les deux faces de la pale. Il en résulte la force F (cf. Figure A.2).

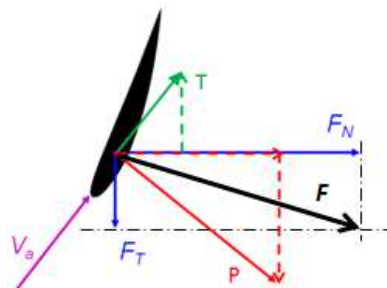


Figure A.2 Forces subies par la pale d'une éolienne [Ene12]

On retrouve la composante dans la direction de l'écoulement, la force de trainée T , et la force dans la direction perpendiculaire à l'écoulement, la force de portance P .

La portance induit une force dans le sens de rotation. C'est pourquoi on dit que ces éoliennes sont basées sur la portance.

La traînée induit une force dans le mauvais sens, c'est un effet parasite. Elle diminue le rendement de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique sur le rotor. C'est pourquoi les pales sont conçues pour minimiser la traînée et obtenir ainsi les meilleurs rendements.

Le décrochage

La portance augmente avec l'angle d'incidence du profil. Le décrochage (ou "stall" en anglais) intervient où cette force atteint sa valeur maximale comme on peut le voir sur la figure qui suit.

Lorsque le profil décroche, l'angle d'attaque est important et le fluide ne parvient plus à prendre les trajectoires imposées par le profil comme illustré Figure A.3. Les trajectoires de fluides sont moins déformées par la pale, l'effort résultant diminue en fonction de l'angle (cf. Figure A.4).

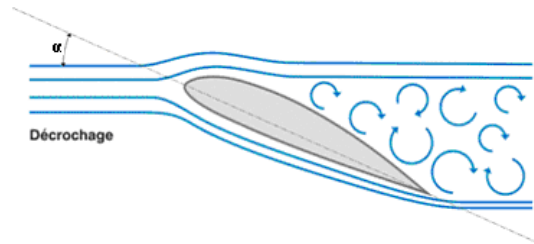


Figure A.3 Flux d'air au moment du décrochage [Ene12]

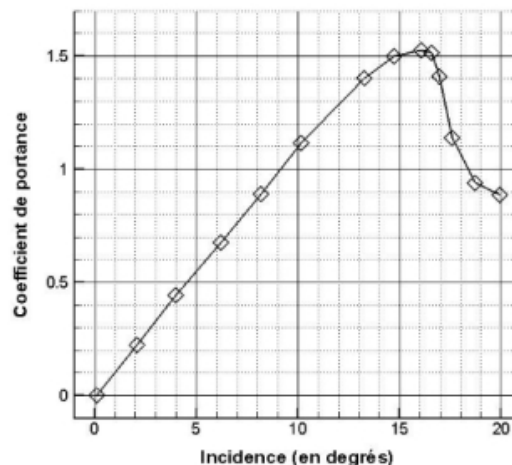


Figure A.4 Variation de l'effort de portance en fonction de l'angle d'incidence [Ene12]

L'effort de portance augmente progressivement jusqu'à un certain angle au-delà duquel elle chute brusquement, c'est l'angle de décrochage.

Régulation de la puissance transmise par les pales :

La manière la plus efficace de modifier l'angle d'attaque est de jouer sur l'angle de calage. Celui-ci peut être modifié en faisant pivoter la pale le long de son axe. L'augmentation de l'angle de calage permet de diminuer la puissance ("pitch control" en anglais). A la limite si l'on souhaite réduire au maximum les forces exercées sur les pales pour garantir leur intégrité, notamment en présence de grands vents, on peut les placer en drapeau par rapport à la direction du vent ("feathering" en anglais).

Une autre manière de limiter la puissance est de dépasser rapidement l'angle de [décrochage](#) ce qui induit une diminution significative de la portance ("stall control" en anglais).

Ces trois cas sont présentés Figure A.5.

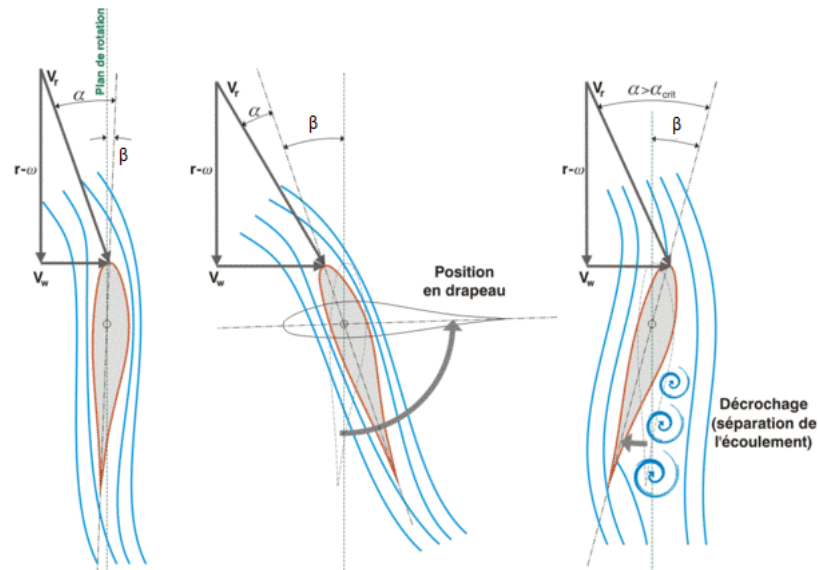


Figure A.5 Cas de référence (à gauche), variation de l'angle de calage (au centre) et décrochage (à droite) [Ene12]

Pour plus d'information consulter l'aérodynamique des éoliennes sur le site energie+ [Ene12] dont ce paragraphe est extrait.

2. Machine asynchrone : Modèle analytique et commande

Le modèle équivalent de la machine asynchrone est donné Figure A.6 (ce modèle équivalent d'une machine asynchrone est très proche de celui d'un transformateur).

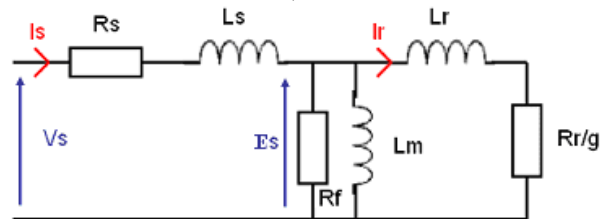


Figure A.6 Modèle équivalent d'une machine asynchrone

où :

- R_s représente la résistance équivalente des enroulements statoriques
- L_s représente l'inductance de fuites au stator (fuites d'encoche, tête de bobine)
- L_m représente l'impédance magnétisante
- L_r représente l'inductance de fuites rotorique
- R_r représente la résistance rotorique
- R_f représente les pertes fer
- V_s est la tension aux bornes d'un enroulement statorique
- I_s le courant parcourant l'enroulement statorique
- I_r le courant rotorique

Soit $X_i = L_i \omega$, l'impédance des éléments inductifs du schéma

Soit Z l'impédance équivalente des éléments R_f , X_m , X_r et R_r/g

$$\bar{Z} = \frac{1}{R_f} + \frac{1}{jX_m} + \frac{1}{\frac{R_r}{g} + jX_r}$$

$$\bar{Z} = \frac{R_f.Xm \left(Xm.Xr^2 + \left(\frac{Rr}{g} \right)^2 Xm - \frac{Rf.Rr.Xr}{g} + Rf.\frac{Rr}{g}(Xr + Xm) + j \left[\left(\frac{Rr}{g} \right)^2 Rf + Xr.Rf(Xr + Xm) \right] \right)}{\left(\frac{Rf.Rr}{g} - Xm.Xr \right)^2 + \left(\frac{Rr}{g} Xm + Rf.(Xm + Xr) \right)^2}$$

On pose K défini par :

$$K = \frac{R_f.Xm}{\left(\frac{Rf.Rr}{g} - Xm.Xr \right)^2 + \left(\frac{Rr}{g} Xm + Rf.(Xm + Xr) \right)^2}$$

D'où l'expression du facteur de puissance :

$$\cos \varphi = \cos \left(\text{Arctg} \frac{\left[\left(\frac{Rr}{g} \right)^2 Rf + Xr.Rf(Xr + Xm) \right] + Xs.K}{Xm.Xr^2 + \left(\frac{Rr}{g} \right)^2 Xm - \frac{Rf.Rr.Xr}{g} + Rf.\frac{Rr}{g}(Xr + Xm) + Rs.K} \right)$$

La puissance mécanique de la machine est obtenue à partir de :

$$P_m = 3 \frac{Rr}{g} I_r^2$$

Le courant rotorique est obtenu à partir de l'expression suivante :

$$\bar{I}_r = \frac{\bar{E}_s}{\frac{Rr}{g} + jXr}$$

D'où l'expression du couple :

$$C = \frac{3p.E_s^2}{\omega} \frac{\frac{Rr}{g}}{\left(\frac{Rr}{g} \right)^2 + Xr^2}$$

D'où l'on obtient l'allure du couple donnée Figure A.7.

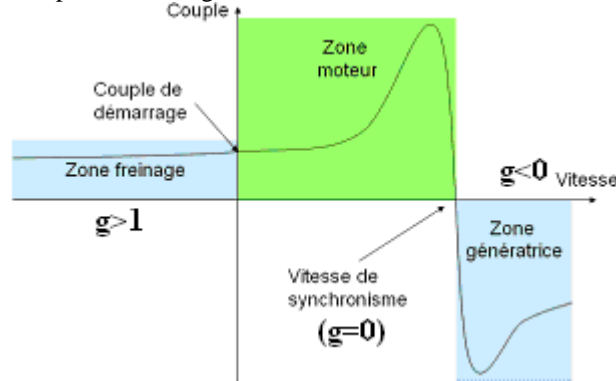


Figure A.7 Allure du couple en fonction du glissement

La dérivée de l'expression du couple par rapport au glissement est :

$$\frac{dC}{dg} = C_{ste} \frac{Rr^3 - Rr.Xr^2 g^2}{(Rr^2 + Xr^2.g^2)^2}$$

Le couple maximum est obtenu quand $\frac{dC}{dg} = 0$ donc quand :

$$g = \frac{Rr}{Xr} \text{ ou } g = -\frac{Rr}{Xr}$$

Le couple maximum vaut alors :

$$C = \frac{3p.Es^2}{\omega} \frac{1}{2Xr}$$

Fonctionnement en mode de glissement :

Le fonctionnement en mode glissement revient à augmenter la résistance rotorique, cela n'aura donc aucun impact sur le couple maximum car le couple ne dépend pas de la résistance rotorique. En revanche le glissement pour lequel le couple sera maximum est proportionnel à la résistance rotorique d'où la figure 24 du chapitre 1.

Les 2 modes de commande rencontrés pour les machines asynchrones sont la commande scalaire et la commande vectorielle. Ces 2 commandes nécessitent l'utilisation d'un variateur (convertisseur d'électronique de puissance)

La commande scalaire, ou commande en V/f signifie que l'on garde le ratio entre la tension d'alimentation et la fréquence constant, cela permet de conserver le couple maximum de la machine. En effet en mettant l'expression du couple max sous la forme qui suit on s'aperçoit qu'il ne dépend pas d'autres paramètres que la tension et la fréquence.

$$C = \frac{3p}{8\pi^2.Lr} \left(\frac{Es}{f} \right)^2$$

La caractéristique du couple en fonction de la vitesse « glisse » : caractéristique identique seuls la vitesse de synchronisme et le couple de démarrage sont modifiés (cf. Figure A.8).

C'est le couple résistant qui va fixer la vitesse de rotation et le courant dans la machine. Il est alors possible de réguler la vitesse en faisant varier la fréquence et en imposant la tension permettant de conserver le ratio V/f constant.

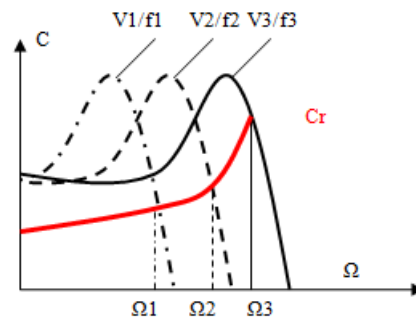


Figure A.8 Points de fonctionnement en cas de commande scalaire

La commande vectorielle s'appuie sur un modèle dynamique de la machine, des « opérations » sont nécessaires dans le but de transformer les valeurs mesurées et d'effectuer une régulation de vitesse et de courants. Comme il y a plusieurs régulations celles-ci sont effectuées en cascade, voir le schéma de régulation (les termes C32, P(θ), C32 et P(-θ) renvoient aux transformations de Park et de Concordia)

La base de ce contrôle repose sur l'équation du couple dans le modèle (dq) quand on place l'axe d sur l'axe du flux rotorique :

$$C = p \frac{M}{Lr} \phi_{dr} i_{qs}$$

où M représente l'inductance mutuelle entre le rotor et le stator, ϕ_{dr} représente le flux rotorique dans l'axe d et i_{qs} le courant statorique dans l'axe q.

Il est alors possible de réguler le flux de la machine en modifiant le courant i_d et de modifier le couple en modifiant le courant dans l'axe q comme présenté Figure A.9.

Les références de ces 2 courants sont déduites de la régulation de vitesse. En règle général on cherche à travailler à flux constant, il est alors possible de réguler la vitesse en imposant le couple. En effet, si la vitesse est trop faible une augmentation du couple de référence va conduire à une accélération.

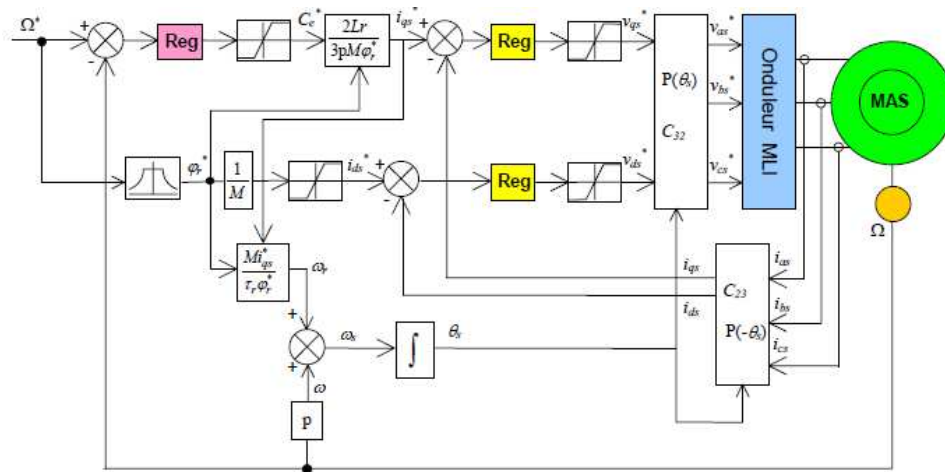


Figure A.9 Schéma de régulation en cas de commande vectorielle [Bag05]

Pour plus d'informations se reporter à [Bag05]

3. Fiabilité des systèmes éoliens

Quelques définitions :

- Fiabilité : aptitude à accomplir une fonction pendant une durée donnée
- Maintenabilité : aptitude à être rétablie
- Disponibilité : aptitude à être en état à un instant donné (cf. Figure A.10)
- Défaillance (événement) : changement d'état d'un système ne permet plus de réaliser la fonction requise
- Panne (état) : un système est en panne après avoir subi une défaillance
- Marche dégradée : l'état du système permet de réaliser la fonction requise
- Modes de défaillance : ce qui a engendré le changement d'état du système

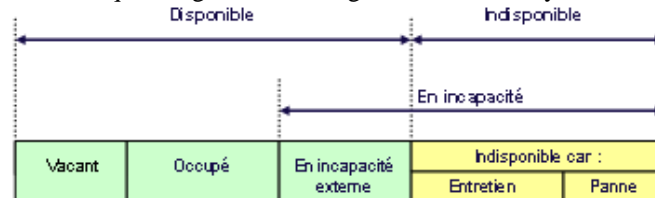


Figure A.10 Description de la disponibilité d'un système

Les moyens de mesures sont définis Figure A.11, les significations des acronymes sont :

- MTTF (mean time to failure) : temps moyen avant une panne
- MTBF (mean time between failure) : temps moyen entre 2 défaillances
- MDT (mean down time) : durée moyenne d'indisponibilité (panne)
- MUT (mean up time) : durée moyenne de fonctionnement après réparation
- MLT (mean local time) : temps nécessaire pour préparer une réparation
- MTTR (mean time to repair) : temps moyen de réparation
- Taux de défaillance (λ) : inverse du MTBF ($1/\text{MTBF}$)

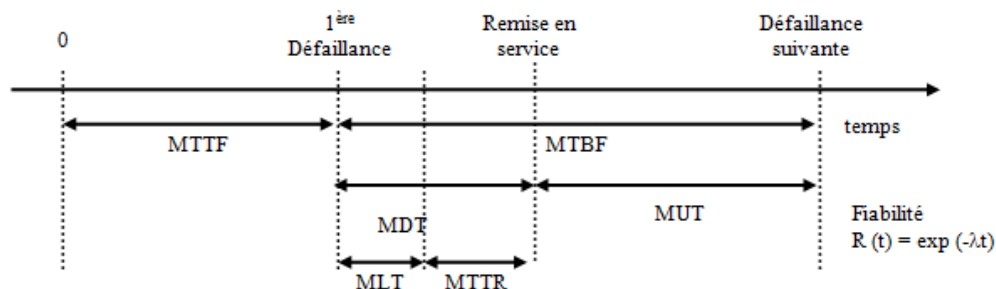


Figure A.11 Schéma décrivant les moyens de mesures

Dans le cadre des éoliennes plusieurs articles consacrés à la fiabilité peuvent être trouvés [Ara10]. Des études statistiques ont été réalisées sur les systèmes existants dans le but d'emmagasiner du retour d'expérience et de déterminer la fiabilité des différents éléments constituant l'éolienne (le système).

Par exemple, l'étude [Lyd10], rappelée Figure A.12, permet de montrer que de manière générale, les pannes se produisant le moins souvent nécessitent plus de temps pour être réparées.

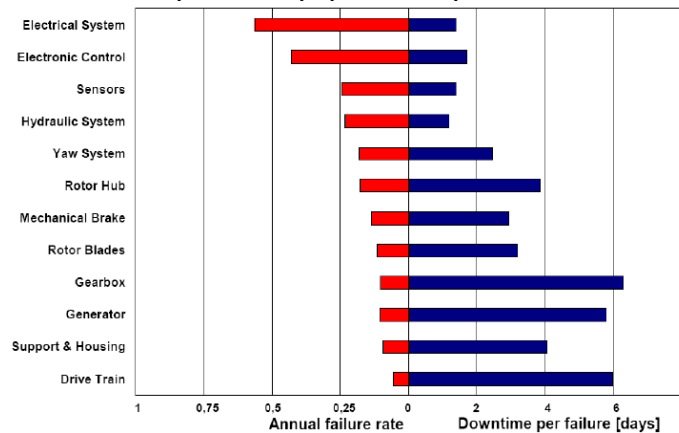


Figure A.12 Statistiques sur les éoliennes installées : taux de défaillance et nombres de jours d'indisponibilités [Lyd10]

La répartition des défauts est différente en fonction de la technologie (cf. Figure A.13). Pour les concepts où la vitesse de rotation est fixe (Danish concepts) l'occurrence des problèmes d'ordre électrique est plus faible que pour les technologies à vitesse variable.

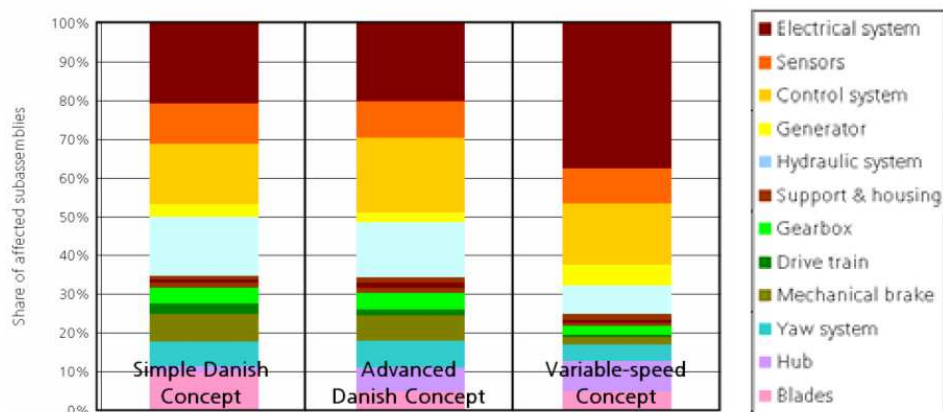


Figure A.13 Proportion des défauts pour différentes technologies [Lyd10]

Toujours dans cet article, il apparaît que le taux de défaillance est le plus important pour les technologies à vitesse variable, que les conclusions varient en fonctions des parcs et que les défauts d'ordres électriques sont assez diversifiés.

La répartition des défauts d'ordre électrique est donnée Figure A.14.

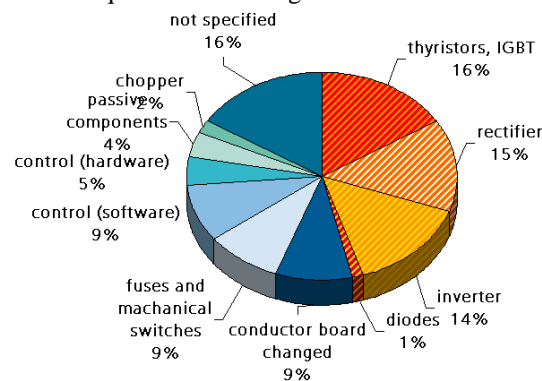


Figure A.14 Source des défauts [Lyd10]

4. Script utilisé pour les calculs d'optimisation

```

/**Parametres généraux
f=N*pp/60;
Or=2*pi*N/60;
Nd_s=2*m_s*pp*q;
/**Parametres géométriques
la_s=rlap_s*tp;
tp=2*pi*Rg/(2*pp);
le_s=2*pi*(Rg+e_s)/((1+rde_s)*Nd_s);
ld_s=rde_s*le_s;
eeff=e_s+ea_s/mua;
ec_s=pi*Rg/(2*pp)*B1m_s/Bc_s/sqrt(2);
ec_r=pi*Rg/(2*pp)*0.5;
Ra_s=Rg-ea_s-ec_r-esup;
/** Calculs de l'induction et de la tension
Kfa_s=1-ea_s/(2*Rg);
Kc_s=1/(1-(Nd_s*pow(le_s/eeff,2)*eeff/((5+le_s/eeff)*2*pi*Rg)));
Bg_s=Ba*ea_s*Kfa_s/(ea_s+mua*Kc_s*e_s);
B1m_s=4/pi*Bg_s*sin(rlap_s*pi/2);
Bd_s=2*pi*Rg/(Nd_s*ld_s)*Bg_s;
phim_s=Bg_s*pi*Rg*Lu/pp;
phi1m_s=B1m_s*pi*Rg*Lu/pp;
Eenc_s=B1m_s*Lu*Rg*Or*kw;
kw=sin(pi/(2*q))/(Nd_s/(2*q*pp)*sin(pp*pi/Nd_s))*sin(Beta*pi/2);
Eph=Nsp_s*Eenc_s;
/** Determination des masse de parties actives
At_s=nc*P/(Eenc_s*ns_s);
Senc_s=At_s/(J_s*kr_s*1000000);
henc_s=Senc_s/le_s;
Rext_s=Rg+e_s+henc_s+ec_s;
Vfer_s=Lu*(pi*(pow(Rext_s,2)-pow(Rext_s-ec_s,2))+Nd_s*henc_s*ld_s+pi*((Rg-ea_s)*(Rg-ea_s)-Ra_s*Ra_s));
Vaim_s=2*pp*ea_s*la_s*Lu;
Vcu_s=Nd_s*Senc_s*kr_s*Lu*ktb_s;
ktb_s=(Lu+q*m_s/2*(ld_s+le_s)*1.1*Beta)/Lu;
Vt_s=Vfer_s+Vaim_s+Vcu_s;
Maim_s=rhoaim*Vaim_s;
Mcu_s=rhocu*Vcu_s;
Mfer_s=rhofer*Vfer_s;
Mt_s=Maim_s+Mcu_s+Mfer_s;
/** Determination du coût des parties actives
Ct_s=Maim_s*Caim+Mcu_s*Ccu+Mfer_s*Cfer;
/** Determination des performances
ns_s=nc*Nsp_s/m_s;
Pj_s=q*Rs_s*pow(leff,2);
leff=At_s/ns_s*Nvoies/nc*m_s;
Rs_s=rho*Lcu_s/Scu_s/Nvoies;
Lcu_s=2*Nsp_s*ktb_s*Lu;
Scu_s=Senc_s*kr_s/ns_s;
Pf_s=(Pfd_s*Vd_s+Pfc_s*Vc_s);
Vd_s=Nd_s*henc_s*ld_s*Lu;
Vc_s=pi*(pow(Rext_s,2)-pow(Rext_s-ec_s,2))*Lu;
Pfd_s=Phd_s+Pcfd_s+Pexd_s;
Pfc_s=Phc_s+Pcfc_s+Pexc_s;
Phd_s=kh*f*pow(Bd_s,Beta2);
Phc_s=kh*f*pow(Bc_s,Beta2);
Pcfd_s=ke*pow(Bd_s*f,2);
Pcfc_s=ke*pow(Bc_s*f,2);
Pexd_s=ka*pow(Bc_s*f,1.5);
Pexd_s=ka*pow(Bd_s*f,1.5);
P_aim=mua*B1m_s*B1m_s*(f*f)*res_aim*Vaim_s/12*pp*2*(Lu+la_s/(Nseg_r*Lu+Nseg_s*la_s));
rho_gene_s=(P-Pj_s-Pf_s-P_aim)/P;
rho_mot_s=P/(P+Pj_s+Pf_s+P_aim);

```

```

/** fréquence
/** vitesse en radian par seconde
/** nombre de dents

/** largeur polaire
/** pas polaire
/** largeur d'encoche
/** largeur des dents
/** entrefer effectif
/** épaisseur de culasse
/** épaisseur de jante
/** rayon interieur

/** coefficient de fuite d'aimant
/** coefficient de Carter
/** induction d'entrefer
/** induction maximale
/** induction dans la dent
/** flux max
/** flux max fondamental
/** tension induite
/** coefficient de bobinage fondamental
/** tension induite par phase

/** ampère tour
/** surface d'encoche
/** hauteur d'encoche
/** rayon extérieur
/** volume de fer
/** volume d'aimants
/** volume de cuivre
/** coefficient tête de bobines
/** volume totale
/** masse des aimants
/** masse de cuivre
/** masse de fer
/** masse totale

/** cout total

/** nombre de spires par phase
/** pertes par effet Joule
/** courant efficace
/** résistance par phase
/** longueur de cuivre
/** section de cuivre
/** pertes fer
/** volume des dents
/** volume de la culasse
/** densité volumique de pertes (dents)
/** densité volumique de pertes (culasse)
/** pertes par hystérésis (dents)
/** pertes par hystérésis (culasse)
/** pertes par courants induit (dents)
/** pertes par courants induit (culasse)
/** pertes par excès (dents)
/** pertes par excès (culasse)
/** pertes dans les aimants
/** rendement en mode générateur
/** rendement en mode moteur

```

Bibliographie

[Ara10] H. Arabian-Hoseynabadi, H. Oraee, P.J. Tavner : « Failure modes and effects analysis (FMEA) for wind turbines », journal, electrical power and energy systems, Volume 32, Issue 7, Septembre 2010, pages 817-824.

[Bag05] L. Baghli : « Modélisation et commande de la machine asynchrone », cours IUFM de Lorraine-UHP, Edition 2005.

Disponible en ligne: http://www.clubeea.org/documents/mediatheque/Cours_modele_cmde_MAS.pdf

[Ban07] D. Bang, H. Polinder, G. Shrestha, J.A. Ferreira, and R.P.J.O.M. van Rooij : « New active speed stall control compared to pitch control for direct-drive wind turbines », EWEC (European Wind Energy Conference & Exhibition, Milan, Italy, May 7-10 2007.

Disponible en ligne: <http://www.docstoc.com/docs/52202857/New-Active-Speed-Stall-Control-compared-to-Pitch-Control>

[Ban08] D. Bang, H. Polinder : « Transverse flux permanent magnet machines », support de la conférence Dutch Wind Workshops, Octobre 2008.

Disponible en ligne: http://windworkshops.tudelft.nl/files/presentaties/2C/Bang/DWW2008_djbang_rev2.pdf

[Bar10] Baromètre éolien, Eurobserv'er, mars 2010.

[Bar11] Baromètre éolien, Eurobserv'er, février 2011.

[Bar12] Baromètre éolien, Eurobserv'er, février 2012.

Disponible en ligne: <http://www.energies-renouvelables.org/barometre.asp>

[Bez12] Bezat, J. M. : « Parcs éoliens en mer : EDF 3, iberdrola 1, GDF Suez zéro », article Lemonde.fr, avril 2012.

Disponible en ligne : http://www.lemonde.fr/economie/article/2012/04/06/parcs-eoliens-en-mer-edf-3-iberdrola-1-gdf-0_1681666_3234.html?xtmc=iberdrola&xtcr=2, dernier accès mars 2013.

[BP06] « BP statistical review of world energy », Juin 2006.

[BP11] « BP statistical review of world energy », Juin 2011.

Disponible en ligne : <http://www.bp.com/sectionbodycopy.do?categoryId=7500&contentId=7068481>, dernier accès mars 2012.

[Bro07] N.R. Brown, T.M. Jahns, R.D. Lorenz: « Power converter design for an integrated modular motor drive », IEEE, Industry Applications Conference, 2007, pages 1322-1328.

[Cap02] S.L. Capitaneanu : « Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux », thèse de doctorat en génie électrique, Institut national polytechnique de Toulouse, 2002.

[Che09] Z. Chen, J. M. Guerrero et F. Blaabjerg : « A review of the state of the art of power electronics for wind turbines », IEEE Transactions on power Electronics, Vol. 24, Issue 8, 2009, pages 1859-1875.

[Coi11] Coil news. Brochure disponible en ligne: <http://maintenancepartners.com/wp-content/uploads/2011/09/NewsletterCoils01.pdf>

[Cou08] V. Courtecuisse : « Supervision d'une centrale multisources à base d'éoliennes et de stockage d'énergie connectée au réseau électrique », thèse de doctorat en génie électrique, ENSAM, 2008.

[Cra06] A. D. Crane, « Electronically commutated electrical machine » brevet, GB2424523, 2006.

[Cra07] A. D. Crane, « Electronic commutation circuits » brevet, EP1798847A2, 2007.

[Cre10] Y. Crevits : « Caractérisation et commande des entraînements polyphasés en mode dégradé d'alimentation », thèse de doctorat en génie électrique, université des sciences et technologie de Lille 1, 2010.

Bibliographie

[D2360] A. Anton, J.L. Steinle : « Micas et produits micacés », Techniques de l'ingénieur, traité génie électrique, D2360, 1997, 14 pages.

[D3420] J. Saint-Michel : « Bobinage des machines tournantes à courant alternatif », Techniques de l'ingénieur, traité génie électrique, D3420, 24 pages.

[D3440] A. Foggia : « Méthodes de calcul des inductances de fuites », Techniques de l'ingénieur, traité génie électrique, D3440, 20 pages.

[D3520] H. Ben Hamed, N. Bernard, G. Feld et B. Multon : « Machines synchrones : Principes généraux et structures », Techniques de l'ingénieur, traité génie électrique, D3520, 20 pages.

[D3555] F. Bernot : « Machines à courant continu- Constitution et fonctionnement », Techniques de l'ingénieur, traité génie électrique, D3555, 1999, 14 pages.

[D3760] R. Glises : « Machines électriques tournantes, simulation du comportement thermique », Techniques de l'ingénieur, traité génie électrique, D3760, 8 pages.

[Dan12] Danish wind industry association, « La génératrice à glissement variable »
Disponible en ligne : http://www.motiva.fi/myllarin_tuulivoima/windpower%20web/fr/tour/wtrb/varislip.htm,
dernier accès mars 2013.

[Dan13] Danish wind industry association, « preuve de la loi de Belz »
Disponible en ligne : http://www.motiva.fi/myllarin_tuulivoima/windpower%20web/fr/stat/betzpro.htm, dernier
accès mars 2013.

[Dir09] « Directive 2009/28/CE du parlement européen et du conseil du 23 avril 2009 », Journal officiel de l'union européenne, 2009.
Disponible en ligne : <http://eur-lex.europa.eu/LexUriServ/LexUriServ.do?uri=OJ:L:2009:140:0016:0062:fr:PDF>

[Dub04] M.R.Dubois, H.Polinder : « Study of TFPM machines with toothed rotor applied to direct-drive generators for wind turbines », Delf University of Technology, 2004.

[Edf12] « La production d'électricité d'origine renouvelable dans le monde », quatorzième inventaire, édition 2012, EDF, Observ'ER, 2012.
Disponible en ligne : <http://www.energies-renouvelables.org/observ-er/html/inventaire/Fr/sommaire.asp>, dernier
accès juin 2013.

[ELR10] A. M. EL-Refaie : « Fractional slot concentrated windings synchronous permanent magnet machines : opportunities and challenges ». IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume 57, Issue 1, pages 107-121.

[Ene10] Energies renouvelables sur le web, « Les chiffres clés de l'éolien dans le monde et en France », 2012.
Disponible en ligne: <http://energies-vertes.info/les-chiffres-cles-de-leolien-dans-le-monde-et-en-france.html>,
dernier accès mars 2013.

[Ene12] Energie+: <http://www.energieplus-lesite.be/>, dernier accès mars 2013.

[Env12] Envento wind energie: http://www.envento-windenergie.com/fr/20_faqs.php

[Eri12] Eriks. Brochure en ligne : <http://www.eriks.co.uk/Concentric-Coil-Hairpin-Coil/596>, dernier accès mars 2013.

[Ewe11] « Pure power, Wind Energy targets for 2020 and 2030 », EWEA, 2011.Disponible en ligne : http://www.ewea.org/fileadmin/ewea_documents/documents/publications/reports/Pure_Power_III.pdf

[Fle10] J. Fletcher, J. Yang: « Introduction to doubly-fed induction generator for wind power applications », Paths to Sustainable Energy, Dr Artie Ng (Ed.), ISBN: 978-953-307-401-6, InTech, 2010.
Disponible en ligne: <http://s-javadi-elec.iauctb.ac.ir/faculty/Files/Content/Introduction%20to%20Doubly-Fed%20Induction%20Generator%20for%20Wind%20Power%20Applications.pdf>

Bibliographie

- [Fra12] France énergie éolienne : <http://fee.asso.fr/>, dernier accès mars 2013.
- [Gie02] J.F. Gieras, M.Wing : « Permanent magnet motor technology : Design and applications », Livre, Second Ed, Revised & Expanded, 2002, 590 pages.
- [Gue10] V. Guenegesse : « Contribution à l'étude des convertisseurs multiniveaux destinés aux applications moteurs rapides », thèse de doctorat en génie électrique, Institut national polytechnique de Lorraine, 2010.
- [Hei02] T. Heikkilä : « Permanent magnet synchronous motor for industrial inverter applications – Analysis and design », thèse de doctorat en génie électrique, Lappeenranta university of technology, 2002.
- [Hen94] J.R. Hendershot, Jr. and T.J.E. Miller : « Design of Brushless Permanent Magnet Motors », Oxford University Press, 1994, 584 pages.
- [Hua05] W Hua, Z. Q. Zhu, M. Cheng, Y. Pang, D. Howe : « Comparison of Flux-Switching and Doubly-Salient Permanent Magnet Brushless Machines », IEEE, conference ICEMS, Volume 1, 2005, pages 165-170.
- [Jah96] T.M. Jahns, W. L. Soong : « Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives-A Review », IEEE transactions on industrial electronics, Volume 43, Issue 2, 1996, pages 321-330.
- [Jan10] M. Jannati, E. Fallah : « Modeling and vector control of unbalanced induction motors (faulty three phase or single phase induction motors) », conference PEDSTC, 2010, pages 208-211.
- [Jus09] H. Jussila : « Concentrated winding multiphase permanent magnet machine design and electromagnetic properties-case axial flux machine », thèse de doctorat en génie électrique, Lappeenranta University of Technology, 2009.
- [Kes03] X. Kestelyn : « Modélisation vectorielle multi-machines pour la commande des ensembles, convertisseurs - machines polyphasés », these de doctorat en genie électrique, université des sciences et technologie de Lille 1, 2003.
- [Lat06] R. Lateb : « Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps », thèse de doctorat en génie électrique, INPL, 2006.
Disponible en ligne : http://pegase.scd.inpl-nancy.fr/theses/2006_LATEB_R.pdf, dernier accès janvier 2012.
- [LeF12] « Le cout de l'électricité nucléaire revu à la hausse », article Le Figaro, 2012.
Disponible en ligne : <http://www.lefigaro.fr/conjoncture/2012/01/30/20002-20120130ARTFIG00716-electricite-nucleaire-le-cout-revu-a-la-hausse.php>, dernier accès mars 2013.
- [Lib04] F. Libert, J. Soulard : « Investigation on Pole-Slot Combinations for Permanent-Magnet Machines with Concentrated Windings », International Conference Electrical Machines (ICEM 04), 2004.
Disponible en ligne: http://www.ee.kth.se/php/modules/publications/reports/2004/IR-EE-EME_2004_005.pdf
- [Lod10] S. Loddick : « Active stator, a new generator topology for direct drive permanent magnet generators », AC and DC Power Transmission, conference ACDC, 2010, pages 1-5.
- [Lyd10] P. Lyding, S. Faulstich, B. Hahn, P. Tavner : « Reliability of the electrical parts of Wind Energy Systems, a statistical evaluation of practical experience », EPE wind energy chapter, 2008.
- [Mae05] M. Maerz, E. Schimanek, M. Billmann : « Towards an integrated drive for hybrid traction », conference ECPE, 2005.
- [Mag07] F. Magnussen, and H. Lendenmann : « Parasitic Effects in PM Machines With Concentrated Windings », IEEE transactions on industry applications, vol. 43, no. 5, pp. 1223-1232, Sep./Oct.2007.
- [Mag12] Magnomatics, Pseudo direct drive. Brochure disponible en ligne : <http://www.magnomatics.com/technology/pseudo-direct-drive.aspx>, dernier accès mars 2013.

Bibliographie

- [Mat11] A. Matveev : « Novel PM Generators for large wind turbines », Wind Power R&D seminar-Deep sea offshore wind power, 2011.
- [Mei09] F. Meier et J. Soulard : « PMSMs with non-overlapping concentrated windings : design guidelines and model references », conference EVER, Monaco, 2009.
- [Mer12a] « Eolien offshore : La nacelle de la première Haliade 150 arrive au Carnet », article Mer et Marine, 2012. Disponible en ligne : <http://www.meretmarine.com/fr/content/eolien-offshore-la-nacelle-de-la-premiere-haliade-150-arrive-au-carnet>
- [Mer12b] « L'éolienne offshore Haliade 150 a reçu ses trois pales », article Mer et Marine, 2012. Disponible en ligne : <http://www.meretmarine.com/fr/content/leolienne-offshore-haliade-150-recu-ses-trois-pales>
- [Met05] B. de Metz-Noblat, F. Dumas, C. Poulain : « Calcul des courants de court-circuit », Schneider Electric, cahier technique CT158, 36 pages, 2005. Disponible en ligne : http://www.schneider-electric.com/corporate/fr/produits-services/cahiers-techniques/cahier-technique-electrotechnique.page?c_filepath=/templatedata/Content/Technical_Publication/data/fr/shared/electrotechnique/savoir-electrotechnique/basse-tension-moins-1kv/ct158.xml
- [Min10] Ministère de l'écologie, du développement durable et de l'énergie, « Obligation d'achat des énergies renouvelables », 2010.
Disponible en ligne : <http://www.developpement-durable.gouv.fr/Les-tarifs-d-achat-de-l,12195.html>
- [Mon10a] P. Monjean, C. Saudemont, J. Sprooten, B. Robyns, L. Leclere et A. Mirzaian : « Innovative DC connections for offshore wind and tidal current farms », EPE Wind Energy Chapter, Staffordshire, 2010.
- [Mon10b] P. Monjean, J. Delanoe, J. Auguste, C. Saudemont, J. Sprooten, A. Mirzaian et B. Robyns : « Topologies comparison of multi-cell medium frequency transformer for offshore farms », conference ACDC 2010, London, 2010, pages 1-5.
- [Mul04] B. Multon : « Les machines synchrones autopilotées », préparation à l'agrégation de génie électrique, ISBN : 2-909968-63-4, 2004.
Disponible en ligne : http://geea.org/IMG/pdf/MSAP_ENS_Multon.pdf
- [Mul09] B. Multon : « Applications des aimants aux machines électriques », cours de l'ENS Cachan, 2009.
Disponible en ligne : http://e-mecatronique.bretagne.ens-cachan.fr/file.php/35/DocPedagogiques/NotesCoursAimants_BM2009.pdf
- [Mul11] B. Multon : « Ressources énergétiques renouvelables et solutions électriques », cours de l'ENS Cachan, 2011.
Disponible en ligne : http://e-mecatronique.bretagne.ens-cachan.fr/file.php/35/DocPedagogiques/EnR_Multon2011_complet.pdf
- [Mul95] B. Multon : « Analyse des possibilités de fonctionnement en régime de désexcitation des moteurs à aimants permanents », journal de physique III, Volume 5, Issue 5, 1995, pages 623-640.
- [New07] A. D. Crane, C. Newton « Electronic commutator circuits » brevet, GB2431528
- [Nip99] E. Nipp : « Permanent magnet motor drives with switched stator windings », thèse de doctorat en génie électrique, Royal institute of technology, Stockholm, 1999.
- [Obs11] « Le baromètre 2011 des énergies renouvelables électriques en France », Observ'er, 2011.
- [Oli05] A.A. Oliveira Jr., J.R.B. de A. Monteiro, M. L. Aguiar and D.P. Gonzaga : « Extended DQ transformation for vectorial control applications of non-sinusoidal permanent magnet synchronous machines », IEEE power Electron. Spec./ Conf, 2005, pp1807-1812.
- [Ols05] M. Olszewski : « Fractional-Slot Surface Mounted PM Motors with Concentrated Windings for HEV Traction Drives », Oak Ridge National Laboratory, report ONRL/TM-2005, pp 1-30

- [Ope12] Open hydro, tidal technology, brochure disponible en ligne : <http://www.openhydro.com/images.html>, dernier accès mars 2013.
- [Pel12] Pelamis. Brochure disponible en ligne : <http://www.pelamiswave.com/>, dernier accès mars 2013.
- [Pil91] P.Pillay, R. Krishnan : « Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless dc motors for servo drives », IEEE Transactions on industry applications, Volume 27, Issue 5, 1991, pages 986-996.
- [Pol06] H. Polinder, F.F.A. van der Pijl, G.J. de Vilder, P. Tavner : « Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines », IEEE Trans. Energy Conversion, Vol. 21, 2006, pages 725-733.
- [Pol07] H. Polinder, M. Hoeijmakers, and M. Scuotto : « Eddy-Current Losses in the Solid Back-Iron of PM Machines for different Concentrated Fractional Pitch Windings », Proc.of IEEE Int. Electric Machines and Drives Conf.,(IEMDC), vol. 1, 2007, pages 652-657.
- [Pyr08] J. Pyrhönen, T. Jokinen, V. Hrabovcová : « Design of Rotating Electrical Machines », Chichester: John Wiley & Sons, Ltd, 2008.
- [Rec10] « Areva under pressure as M5000 turbines malfunction, Recharge, article en ligne : <http://www.rechargenews.com/energy/wind/article218607.ece>, dernier accès mars 2013.
- [Ren11] Renewables 2011, global status report, REN21. Disponible en ligne: http://www.ren21.net/Portals/0/documents/Resources/110929_GSR2011_FINAL.pdf
- [Sal04] P. Salminen: « Fractionnal slot permanent magnet synchronous motors for low speed applications », these de doctorat en genie électrique, Lappeenranta university of technology, 2004.
- [Sch04] E. Schroeder, M. A. Pichot, A. Ouroua, M. M. Flynn, J. H. Beno : « Development of electric propulsion motors with integrated power electronics », Electric machine technology symposium EMTS, 2004.
- [Scu06] F. Scuiller: « Développement d'outils de conception de machine polyphasées à aimants permanents utilisant l'approche multimachine », thèse de doctorat en génie électrique, école des arts et métiers, 2006.
- [Scu10] F. Scuiller, E. Semail, JF Charpentier, « General modeling of the windings for multi- phase AC machines. Application to the analytical estimation of the mutual stator inductances for smooth air gap machines », EPJ Applied physics, Volume 50 Issue 3, 2010, 15 pages.
- [Sea12] Seagen. Brochure disponible en ligne : <http://www.seageneration.co.uk/>
- [Ska06] S. E. Skaar, O. Krovel, R. Nilssen : « Distribution, coil-span and winding factors for PM machines with concentrated windings », ICEM 2006, 2006.
- [Sme08] V. Smet : « Fiabilité et analyse de défaillances de modules de puissance à IGBT », JCGE, 2008. Disponible en ligne : http://www.jcge2008.ec-lyon.fr/web_JCGE08/papiers/JCGE08_Vanessa_SMET.pdf
- [The02] P. Thelin: « Design and evaluation of a compact 15 kW PM integral motor », these de doctorat en genie électrique, Royal Institute of Technology, Stockholm, 2002.
Disponible en ligne: <http://kth.diva-portal.org/smash/record.jsf?pid=diva2:9110>
- [The12] The windpower, Base de données sur les éoliennes et parcs éoliens, http://www.thewindpower.net/windfarm_fr_7106_alpha-ventus.php
- [Viz07] D. Vizireanu, « Conception optimale d'une génératrice synchrone à flux axial et aimants permanents pour une éolienne de 5MW en attaque directe », thèse de doctorat en genie électrique, Ecole centrale de Lille, 2007.
- [Vri11] de VRIES, E.: « Designed for offshore ». Wind Power, 2011, supplément du numéro de novembre, p18-19.

Bibliographie

[Wav12] Wave dragon. Brochure disponible en ligne : <http://www.wavedragon.net/>

[Zha07] J.Zhang, Z.Chen, M.Cheng: « Design and comparison of a novel stator interior permanent magnet generator for direct-drive wind turbines », IET Renew. Power Gener, 2007, page 203-210.

[Zha08] J.Zhang, Z.Chen, M.Cheng: « Optimal design of a stator interior permanent magnet machine with minimized cogging torque for wind power application », Journal Energy Conversion and Management, 2008, pages 2100-2105.

[Zhu93] Z.Q. Zhu, D. Howe, E. Bolte et B. Ackermann : « Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors », IEEE, transactions on magnetics, volume29, issue 1, 1993,
Part I : Open circuit field, page 124-135.
Part III : Effect of stator slotting. page 143-151.